

157-03345 (5)

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 3 年 7 月 2 9 日

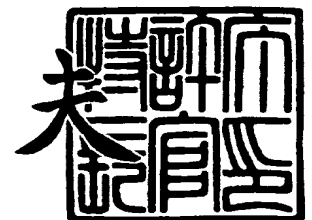
出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 3 - 2 0 3 1 2 7
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 3 - 2 0 3 1 2 7]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

2 0 0 3 年 1 0 月 2 8 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 8 9 1 3 5

【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH150132

【提出日】 平成15年 7月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 水田 信治

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 鈴木 恭宜

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ
・ ティ・ ティ・ ドコモ内

【氏名】 廣田 哲夫

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社エヌ・ ティ・ ティ・ ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100066153

【弁理士】

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【選任した代理人】

【識別番号】 100114133

【弁理士】

【氏名又は名称】 横田 芳信

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-358604

【出願日】 平成14年12月10日

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2003- 29988

【出願日】 平成15年 2月 6日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0205124

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書**【発明の名称】 線形電力増幅方法及び線形電力増幅器****【特許請求の範囲】**

【請求項 1】 デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、
上記デジタルパイロット信号とデジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

上記パイロット信号成分から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するデジタルプリディストータ制御部、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 2】 デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第 1 デジタルプリディストータと、

デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第 2 デジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第 1 デジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第 2 デジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を所定の周波数でアップコンバートする第 1 周波数変換器と、

上記第 1 周波数変換器の出力と上記アナログ前置歪付加送信信号を合成する合成器と、

上記合成器の出力を所定のキャリア周波数で送信周波数帯に変換する第 2 周波数変換器と、

上記第 2 周波数変換器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部を上記キャリア周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御するデジタルプリディストータ制御部、
とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 3】 デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第 1 デジタルプリディストータと、

デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第 2 デジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第 1 デジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第 2 デジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加送信信号を所定の第 1 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第 1 周波数変換部と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を上記第 1 周波数と異なる所定の第 2 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第 2 周波数変換部と、

上記第 1 周波数変換部の出力と上記第 2 周波数変換部の出力を合成する合成器と、

上記合成器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部を上記第 2 周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を

制御するデジタルプリディストータ制御部、
とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 4】請求項 1、2 又は 3 のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記第 1 周波数変換器は、上記パイロット信号を上記送信信号と異なる周波数に変換することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 5】請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータは、上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号に遅延を与える遅延手段と、上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号にべき級数モデルで表される歪成分の予め決めた 1 つ以上の奇数次歪成分を生成する歪生成手段と、上記奇数次歪成分と上記遅延手段の出力を合成して上記前置歪付加信号とする加算手段とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 6】請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記周波数ダウンコンバート部は、上記パイロット信号成分をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 7】請求項 6 に記載の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータ制御部は上記デジタルパイロット信号成分から上記パイロット信号のべき級数モデルで表される歪成分の上記予め決めた 1 つ以上の奇数次の歪成分を検出する歪成分抽出部と、その検出した歪成分に基づいて上記デジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する奇数次歪特性制御部を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 8】請求項 6 に記載の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータ制御部は、

上記デジタルパイロット信号から遅延されたデジタルパイロット信号を生成する遅延手段と、

上記デジタルパイロット信号から上記所定奇数次以外の奇数次の歪を生成する歪発生手段と、

上記パイロット信号成分から上記遅延デジタルパイロット信号と上記所定奇数次以外の奇数次の歪を減算して所望の上記奇数次歪成分を検出する減算手段と

、
その検出した奇数次歪成分に基づいて上記デジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する奇数次歪特性制御部、とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 9】 請求項 1 に記載の線形電力増幅器において、更に、

上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記デジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、

上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第 2 デジタルアナログ変換器と、

アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第 2 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第 2 周波数アップコンバート部と、

上記デジタルアナログ変換器の出力と上記第 2 周波数アップコンバートの出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記周波数アップコンバート部へ入力する加算器、とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 10】 請求項 1 に記載の線形電力増幅器において、更に、

上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記デジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、

上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第 2 デジタルアナログ変換器と、

アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第 2 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第 2 周波数アップコンバート部と、

上記周波数アップコンバート部の出力と上記第 2 周波数アップコンバートの出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記電力増幅器へ入力する加算器、とを含み、上記周波数ダウンコンバート部は上記第 2 周波数で上記抽出されたパイロット信号をダウンコンバートすることを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 1 1】線形電力増幅方法であり、

- (a) デジタルパイロット信号を発生するステップと、
 - (b) 上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号を合成し、その合成信号に対しべき級数モデルによる予め決めた数の奇数次の歪成分を生成して上記合成信号に付加して前置歪付加信号を生成するステップと、
 - (c) 上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するステップと、
 - (d) 上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートするステップと、
 - (e) 上記アップコンバートされた信号を電力増幅するステップと、
 - (f) 上記電力増幅された出力信号の一部をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力するステップと、
 - (g) 上記パイロット信号成分からべき級数モデルによる奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するステップ、
- とを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項 1 2】請求項 1 1 に記載の線形電力増幅方法において、上記ステップ (g) は、上記奇数次成分の上記送信信号レベルに対するレベル比が予め決めた比以下となるように上記プリディストータの係数を繰り返し調整するステップを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項 1 3】請求項 1 1 または 1 2 の線形電力増幅方法において、上記ステップ (a) は、上記パイロット信号として等レベルで周波数が異なる 2 つのデジタルトーン信号を生成するステップを含むことを特徴とする線形電力増幅方法。

【請求項 1 4】べき級数モデルによる歪を発生する歪発生器と周波数特性補償器とを含む歪発生器経路を有し、デジタル送信信号に上記歪発生経路からの奇数次歪を加算して前置歪付加信号を出力するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部から奇数次歪成分を抽出し、その奇数次歪成分に基づいて上記周波数特性補償器の周波数特性を制御するデジタルプリディストータ制御部、

とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 15】請求項 14 に記載の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータは、

上記デジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と上記歪発生経路と、

上記歪発生経路の上記歪発生器の出力側に設けられ、上記奇数次歪の振幅と位相を調整する利得調整器と位相調整器と、

上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、

上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、

とを含み、上記デジタルプリディストータ制御部は、上記利得調整器と上記位相調整器を制御して上記奇数次歪の振幅と位相を調整する奇数次歪特性制御部を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 16】請求項 14 又は 15 のいずれかに記載の線形電力増幅器において、上記送信信号と異なる帯域のパイロット信号を発生し、上記デジタルプリディストータに与えるパイロット信号発生器が設けられ、上記デジタルプリディストータ制御部は上記パイロット信号の奇数次歪を上記奇数次歪成分として抽出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 17】請求項 14 又は 15 のいずれかに記載の線形電力増幅器は更に

パイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルプリディストータと同じ構成を有し、上記パイロット信号が入力されるもう 1 つのデジタルプリディストータと、

上記もう 1 つのデジタルプリディストータの出力をアナログ信号に変換するもう 1 つのデジタルアナログ変換器と、

上記もう 1 つのデジタルアナログ変換器の出力を上記送信信号とは異なる帯

域に周波数変換するもう 1 つの周波数アップコンバート部と、

上記デジタルアナログ変換器の出力と上記もう 1 つの周波数アップコンバート部の出力を合成し上記周波数アップコンバート部に与える合成器、
とを含み、上記デジタルプリディストータ制御部は、上記パイロット信号の奇数次歪を上記奇数次歪成分として抽出することを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 18】 請求項 14 記載の線形電力増幅器において、更に、等振幅の 2 つのデジタルパイロット信号を生成し、上記デジタルアナログ変換器及び上記周波数アップコンバート部を介して上記電力増幅器に与えるパイロット信号発生器が設けられ、

上記デジタルプリディストータ制御部は上記 2 つのデジタルパイロット信号を上記電力増幅器で増幅した際に発生する相互変調歪成分を上記奇数次歪成分として検出する歪成分検出部と、上記歪成分検出部で検出した相互変調歪成分から送信系の周波数特性を推定し、上記周波数特性補償器の周波数特性を制御する周波数特性制御部とを含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 19】 請求項 18 記載の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータ制御部は、上記 2 つのデジタルパイロット信号の周波数間隔を変化させるように上記パイロット信号発生器を制御する周波数制御器を含むことを特徴とする線形電力増幅器。

【請求項 20】 請求項 14 記載の線形電力増幅器におけるデジタルプリディストータの設定方法であり、

- (a) 2 つのパイロット信号の周波数間隔を設定するステップと
- (b) 電力増幅器の出力から上記パイロット信号の上側及び下側歪成分を測定するステップと、
- (c) 測定された上記上側及び下側歪成分を予め設定された基準値と比較し、いずれも基準値以下となるよう周波数特性調整器の対応する周波数の利得と位相を決定しそれらの値を記憶手段に保存するステップと、
- (d) 上記 2 つのパイロット信号の周波数間隔を変化して上記ステップ(a), (b), (c) を複数回繰り返すステップと、
- (e) 上記記憶手段に保存されているそれぞれの周波数に対する利得と位相の値

から補間処理により利得の周波数特性及び位相の周波数特性を得るステップと、
(f) 得られた利得及び位相の周波数特性を上記周波数特性調整器に設定するステップ、
とを含むことを特徴とするデジタルプリディストータの設定方法。

【請求項 21】 請求項 20 記載のデジタルプリディストータ設定方法において、更に、上記測定した歪成分は予め決めた固定値以下を取るよう歪発生器経路の位相調整器と利得調整器を設定するステップを含むことを特徴とするデジタルプリディストータの設定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば無線通信送信機用の線形電力増幅方法及び線形電力増幅器に関する。

【0002】

【従来の技術】

マイクロ波帯電力増幅器の非線形歪補償方法のひとつとしてデジタル信号処理によるプリディストーション法（以下、デジタルプリディストーション方法と呼ぶ）がある（例えば非特許文献 1）。デジタルプリディストーション方法の特徴は、デジタル信号処理にてプリディストータの構成を可能にすることで複雑なアナログ回路を不要にしている点にある。従来の線形増幅器はフィードフォワード増幅器や負帰還増幅器など主としてアナログ回路にて実現されている。プリディストータも同様にアナログ回路にて実現されている（例えば非特許文献 2）。

【0003】

しかしながらこのアナログ回路による線形化回路技術は、一般に高度な調整技術などを必要としている。さらに変調回路を含めて送信機の小型化及び経済化を可能にするにはアナログ回路を簡素かつ簡易に構成する必要がある。この点において、線形化処理をデジタル信号処理にて行うデジタルプリディストータは、従来のアナログ回路によるプリディストータと比較して有利な特徴をもつ。

また、フィードフォワード増幅器のように補助増幅器などの線形化するためのアナログ回路を持たないため、プリディストータを用いた増幅器は高効率増幅を達成できる可能性がある。

【0004】

これまでにデジタルプリディストータには、予め増幅器の非線形特性を線形化するテーブルを持つルックアップテーブルによる構成が知られている（例えば非特許文献3）。ルックアップテーブルを持つデジタルプリディストータは、歪成分を設計値以下にするように増幅器出力信号を帰還してルックアップテーブルの設定値を更新する。このようにして、デジタル信号処理にて歪補償ができ、その歪補償量は、約15dB以下であることが知られている（非特許文献4）。

電力増幅器でなるべく高効率増幅を行うには、歪補償量を大きくして増幅器の出力バックオフを圧縮する必要がある。図27に1dB利得圧縮点からの出力バックオフと効率の関係を示す。検討条件は理想的なB級バイアスとした。図27から効率を高めるには出力バックオフの圧縮を可能とする歪補償量を大きくする必要がある。

【0005】

図28に歪補償量と3次歪成分の振幅及び位相偏差の関係を示す。少なくとも歪補償量を30dB以上達成するには、振幅偏差 ± 0.2 dB以内、位相偏差 ± 2 deg以内を達成するデジタルプリディストータが必要となる。図28からデジタルプリディストータには、経年変化、温度変化などに対しても所定の振幅偏差及び位相偏差を達成することが求められる。

従来のルックアップテーブル型デジタルプリディストータにおいて、現状値以上に大きい歪補償量を達成するには、図28に示されるように高精度なルックアップテーブルを用意する必要がある。また、温度偏差または経年変化などにより電力増幅器の非線形特性がわずかに変化した場合において、増幅器出力信号をモニタしてルックアップテーブルを修正する制御システムが必要となる。

【0006】

しかしながら、ルックアップテーブルによるデジタルプリディストータでは、歪成分と設定されるルックアップテーブル値の関係が不明瞭なこと、さらに経

年変化、温度変化などによる増幅器の非線形特性のわずかな変化を補正する具体的方法は示されていなかった。

歪成分を高精度に補償できる方法として、べき級数モデルに基づくプリディストータがある。これまでにアナログ回路にて実現されており、歪改善量は30dB以上を達成している（非特許文献5）。べき級数モデルは増幅器の非線形特性を精度よくモデル化していることが知られている（例えば非特許文献6）。べき級数モデルを用いるデジタルプリディストータにおける歪補償方法では、増幅器出力信号から各次の係数を補正する信号を抽出する必要がある。これまで特許文献1では、送信信号から基本波と各次の歪成分を除去して補正用信号を抽出していた。より簡易にべき級数モデルの補正用信号を抽出する方法として、2波等レベルの搬送波をパイロット信号として用いる方法がある（非特許文献5）。

【0007】

上述の電力増幅器の非線形特性の温度依存性や温度変化に対する補償に加えて、非線形特性の周波数依存性についても改善が提案されている。広帯域な信号に対して良好な歪補償を行うために、従来のプリディストータにおいて、特許文献2では主信号経路と歪信号経路との経路差を小さくすることで、特許文献3では入力信号線路側に位相イコライザを入れることで対応していた。上記の方法を用いる理由は、プリディストータで発生させた歪を、広い周波数帯域に渡って一定の利得と一定の位相で変化させるためである。

【0008】

しかしながら、増幅する周波数帯域が広くなるにつれて、例えば図29に示すように電力増幅器の利得特性および位相特性は周波数偏差が大きくなり、信号を増幅する際にこの影響を無視できなくなる。そのため、プリディストータで発生させた歪の振幅および位相を全周波数帯域にわたって一定に変化させただけでは、全周波数帯域にわたってその歪を電力増幅器で発生する歪を打ち消すレベルかつ逆位相とすることができない。よって、高精度な歪補償を行うためには、電力増幅器における利得特性および位相特性の周波数偏差を打ち消すように、プリディストータで発生させる歪の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させなければならない。プリディストータで発生させる歪の周波数対振幅特性と周波数対

位相特性を変化させる方法として、特許文献 4 はイコライザを用いている。

【0 0 0 9】

例えば特許文献 5 に示されている従来のプリディストータにおいては、アナログ歪発生器の出力を基本波出力信号の高周波側と低周波側に分けて独立に振幅と位相を調整して補償歪に周波数特性を与えている。また、特許文献 6 では、帯域通過フィルタとベクトル調整器で構成された振幅周波数特性調整回路をアナログ歪発生回路の後ろに挿入し、補償歪に周波数特性を与えている。

【0 0 1 0】

【特許文献 1】

英国特許出願公開公報 GB2, 335, 812A, "Linearizing an amplifier using a feedback controlled predistorter", 1999.09.29.

【特許文献 2】

特開平 1 1 - 1 7 4 6 2 号公報

【特許文献 3】

特開平 7 - 7 3 3 3 号公報

【特許文献 4】

特開平 1 0 - 3 2 7 2 0 9 号公報

【特許文献 5】

特開 2 0 0 2 - 6 4 3 4 0 号公報

【特許文献 6】

特開 2 0 0 2 - 5 7 5 3 3 号公報

【非特許文献 1】

H. Girard, and K. Feher, "A new baseband linearizer for more efficient utilization of earth station amplifiers used for QPSK transmission", IEEE J. Select. Areas Commun. SAC-1, No. 1, 1983.

【非特許文献 2】

岡本、野島、大山、"IF 帯プリディストーションによる進行波管増幅器の非線形歪補償法の一検討"、電子情報通信学会技術研究報告書、MW76-112、1976。

【非特許文献 3】

L.Sundstrom, M.Faulkner, and M.Johansson, "Quantization analysis and design of a digital predistortion linearizer for RF power amplifiers", IEEE Trans.Vech.

Tech., Vol. 45, No. 4, pp707-719, 1996. 11.

【非特許文献 4】

石川、長谷、久保、戸澤、濱野、"W-CDMA 基地局用適応歪補償装置の開発"、2002年電子情報通信学会ソサイエティ大会、C-2-31, 2002, 09。

【非特許文献 5】

T.Nojima, and T.Konno, "Cuber predistortion linearizer for relay equipment in 800MHz band land mobile telephone system", IEEE Trans.Vech.Tech., Vol.VT-34, No.4, pp.169177, 1985.11.

【非特許文献 6】

Tri T.Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design, Chapter 6, Krieger Publishing Company, 1991.

【 0 0 1 1】

【発明が解決しようとする課題】

増幅器出力の相互変調歪成分を狭帯域フィルタで抽出し、アナログプリディストータの各次係数を補正する場合、アナログプリディストータにおけるパイロット信号の帰還系統は、送信信号に対して十分に短時間にアナログプリディストータの係数の補正が容易に可能であった。これに対して、ルックアップテーブル型のデジタルプリディストータでは増幅器出力からモニタされたパイロット信号をデジタル化する必要があり、アナログプリディストータと比べて帰還系統による遅延の問題があった。

【 0 0 1 2】

アナログプリディストータではパイロット信号をアナログ回路による発振器にて構成していた。これに対して、デジタルプリディストータではデジタル信号処理によりベースバンド帯でパイロット信号を生成する必要がある。パイロット信号と送信信号をどのようにデジタルプリディストータで信号変換を行い、デジタルアナログ変換するか、その具体的構成法は示されていなかった。

このようにパイロット信号を用いたデジタルプリディストータにおける装置構成方法が不明瞭であった。デジタルプリディストータにおいて、高い歪補償量を達成しつつ、経年変化及び温度変化などに対して常に高い歪補償量を達成する簡易な構成法が求められていた。

【0013】

また、特許文献4に示されているイコライザでプリディストータの歪の周波数特性を変化させる方法は、プリディストータを制御する帰還系統の周波数特性を均一化するものであり、電力増幅器における周波数対利得特性および周波数対位相特性の周波数偏差を考慮したものではない。そこで、電力増幅器における利得特性および位相特性の周波数偏差を打ち消すように、プリディストータで発生させた歪の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を調整することができるプリディストータが必要となる。

【0014】

入力信号が等振幅の2搬送波のように、周波数軸上で離散的なスペクトルを持つ信号である場合は、特許文献5のように歪成分を高周波側と低周波側に分けて周波数特性を与えることは有効であった。しかし、変調波信号のように周波数軸上で連続的なスペクトルを持つ入力信号に対してこの方法では周波数軸上で連続的に変化するような周波数特性を与えることができない。特許文献6では、高次の補償歪に対してまで周波数特性を与えるためには、帯域通過フィルタとベクトル調整器を多数用意する必要があった。更に、電力増幅器で発生する歪成分の周波数特性を打ち消す補償歪の周波数特性を求める方法については不明であった。また、特許文献5、6で示されているプリディストータはアナログ素子で構成されたプリディストータである。これは補償歪に周波数特性を与える際に、電力増幅器の周波数特性の他に歪発生器やベクトル調整器などの送信系統全体の周波数特性も考慮しなければならない。

【0015】

この発明の第1の目的は、経年変化及び温度変化が少なく、かつ高い歪補正量を達成可能な線形電力増幅方法および線形電力増幅器を提供することである。

この発明の第2の目的は、電力増幅器が発生する歪の周波数特性を補償するこ

とができる線形電力増幅方法及び線形電力増幅器を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明では以下の手段により解決する。

この発明の第1の観点による線形電力増幅器は、

デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルパイロット信号とデジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加信号を生成するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

上記パイロット信号成分から上記べき級数モデルと同じ奇数次の歪成分を抽出し、その奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するデジタルプリディストータ制御部、
とを含むように構成される。

【0017】

抽出された歪成分のレベルを小さくなるようにデジタルプリディストータにおいて生成するべき級数モデルの奇数次歪成分を直接制御するので、経年変化や温度変化の小さい歪補正が可能となる。

この発明の第2の観点による線形電力増幅器は、

デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第1デジタルプリディストータと、

デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を

行い前置歪付加パイロット信号を生成する第2 デジタルプリディストータと、
上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第1 デジタルアナログ変換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第2 デジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を所定の周波数でアップコンバートする第1 周波数変換器と、

上記第1 周波数変換器の出力と上記アナログ前置歪付加送信信号を合成する合成器と、

上記合成器の出力を所定のキャリア周波数で送信周波数帯に変換する第2 周波数変換器と、

上記第2 周波数変換器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部を上記キャリア周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

検出された上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御するデジタルプリディストータ制御部、
とを含むように構成される。

【0018】

このように、デジタル送信信号とデジタルパイロット信号に対し別々のデジタルプリディストータを用いる。前置歪処理された送信信号とパイロット信号は、それぞれ異なる周波数にアップコンバートされる。これにより、従来よりも高い歪補償量を達成し維持することが容易である。

この発明の第3の観点による線形電力増幅器は、

デジタル送信信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加送信信号を生成する第1 デジタルプリディストータと、

デジタルパイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルパイロット信号を入力し、べき級数モデルにより前置歪処理を行い前置歪付加パイロット信号を生成する第2 デジタルプリディストータと、

上記前置歪付加送信信号をアナログ信号に変換する第1 デジタルアナログ変

換器と、

上記前置歪付加パイロット信号をアナログ信号に変換する第2 デジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加送信信号を所定の第1 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第1 周波数変換部と、

上記アナログ前置歪付加パイロット信号を上記第1 周波数と異なる所定の第2 周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第2 周波数変換部と、

上記第1 周波数変換部の出力と上記第2 周波数変換部の出力を合成する合成器と、

上記合成器の出力を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部を上記第2 周波数でダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力する周波数ダウンコンバート部と、

上記パイロット信号成分に基づいて上記プリディストータの係数を制御するデジタルプリディストータ制御部、
とを含むように構成される。

【0019】

上記線形電力増幅器において、上記プリディストータは、上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号に遅延を与える遅延手段と、上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号にべき級数モデルで表される歪成分の予め決めた1つ以上の奇数次歪成分を生成する歪生成手段と、上記奇数次歪成分と上記遅延手段の出力を合成して上記前置歪付加信号とする加算手段とを含むように構成することができる。

上記線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータ制御部は上記デジタルパイロット信号成分から上記パイロット信号のべき級数モデルで表される歪成分の上記予め決めた1つ以上の奇数次の歪成分を検出する歪成分抽出手段と、その検出した歪成分に基づいて上記デジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する奇数次歪特性制御部を含むように構成できる。

【0020】

上記線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータ制御部は上記デジタルパイロット信号から遅延されたデジタルパイロット信号を生成する遅延手段と、上記デジタルパイロット信号から上記所定奇数次以外の奇数次の歪を生成する歪発生手段と、上記パイロット信号成分から上記遅延デジタルパイロット信号と上記所定奇数次以外の奇数次の歪を減算して所望の上記奇数次歪成分を検出する減算手段と、その検出した奇数次歪成分に基づいて上記デジタルプリディストータで生成する対応する上記奇数次歪成分の位相と振幅を制御する奇数次歪特性制御部とを含むように構成することができる。

【0021】

上記第1の観点の線形電力増幅器において、上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記デジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第2デジタルアナログ変換器と、アナログ変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第2周波数の送信周波数帯にアップコンバートする第2周波数アップコンバート部と、上記デジタルアナログ変換器の出力と上記第2周波数アップコンバートの出力を加算し、上記前置歪付加信号として上記周波数アップコンバート部へ入力する加算器とを含むように構成してもよい。

【0022】

あるいは上記第1の観点の線形電力増幅器において、更に、上記前置歪付加信号から前置歪付加送信信号成分と前置歪付加パイロット信号成分を分離し、上記前置歪付加送信信号成分を上記デジタルアナログ変換器に入力する帯域セパレータと、上記前置歪付加パイロット信号成分をアナログ信号に変換する第2デジタルアナログ変換器と、アナログ信号に変換された上記前置歪付加パイロット信号成分を上記周波数アップコンバート部とは異なる第2周波数で送信周波数帯にアップコンバートする第2周波数アップコンバート部と、上記周波数アップコンバート部の出力と上記第2周波数アップコンバート部の出力を合成し、上記前置歪付加信号として上記電力増幅器へ入力する加算器とを設け、上記周波数ダウンコンバート部は上記第2周波数で上記抽出されたパイロット信号をダウンコン

パートするように構成してもよい。

【0023】

この発明による線形電力増幅方法は、

- (a) デジタルパイロット信号を発生するステップと、
 - (b) 上記デジタルパイロット信号と上記デジタル送信信号を合成し、その合成信号に対しべき級数モデルによる予め決めた数の奇数次の歪成分を生成して上記合成信号に付加して前置歪付加信号を生成するステップと、
 - (c) 上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するステップと、
 - (d) 上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートするステップと、
 - (e) 上記アップコンバートされた信号を電力増幅するステップと、
 - (f) 上記電力増幅された出力信号の一部をダウンコンバートし、パイロット信号成分を出力するステップと、
 - (g) 上記パイロット信号成分からべき級数モデルによる奇数次歪成分のレベルが小さくなるように上記プリディストータの係数を制御するステップ、
- とを含む。

【0024】

上記線形電力増幅方法において、上記ステップ(g)は、上記奇数次成分の上記送信信号レベルに対するレベル比が予め決めた比以下となるように上記プリディストータの係数を繰り返し調整するステップを含んでもよい。

上記線形電力増幅方法において、上記パイロット信号として等レベルで周波数が異なる2つのデジタルトーン信号を使用してもよい。

【0025】

この発明による第5の観点の線形電力増幅器は、

べき級数モデルによる歪を発生する歪発生器と周波数特性補償器とを含む歪発生器経路を有し、デジタル送信信号に上記歪発生経路からの奇数次歪を加算して前置歪付加信号を出力するデジタルプリディストータと、

上記デジタルプリディストータにより出力された上記前置歪付加信号をアナログ前置歪付加信号に変換するデジタルアナログ変換器と、

上記アナログ前置歪付加信号を予め決めたキャリア周波数で送信周波数帯にアップコンバートする周波数アップコンバート部と、

上記アップコンバートされた信号を電力増幅する電力増幅器と、

上記電力増幅器の出力の一部から奇数次歪成分を抽出し、その奇数次歪成分に基づいて上記周波数特性補償器の周波数特性を制御するデジタルプリディストータ制御部、

とを含むように構成される。

【0026】

この構成によれば、電力増幅器において生成される相互変調歪の周波数特性をべき級数モデルのデジタルプリディストータの各奇数次歪発生器により発生される歪成分に与えることにより周波数特性を補償することができる。

上記第5の観点の線形電力増幅器において、上記デジタルプリディストータは、上記デジタル送信信号が分配してそれぞれ与えられる線形伝達経路と上記歪発生経路と、上記歪発生経路の上記歪発生器の出力側に設けられ、上記奇数次歪の振幅と位相を調整する利得調整器と位相調整器と、上記線形伝達経路に設けられた遅延器と、上記線形伝達経路の出力と上記歪発生経路の出力を合成し、上記前置歪付加信号を出力する合成器、とを含み、上記デジタルプリディストータ制御部は、上記利得調整器と上記位相調整器を制御して上記奇数次歪の振幅と位相を調整する奇数次歪特性制御部を含むように構成できる。

【0027】

上記第5の観点の線形電力増幅器において、上記送信信号と異なる帯域のパイロット信号を発生し、上記デジタルプリディストータに与えるパイロット信号発生器が設けられ、上記デジタルプリディストータ制御部は上記パイロット信号の奇数次歪を上記奇数次歪成分として抽出するようにすることができる。

上記第5の観点の線形電力増幅器は更に、

パイロット信号を発生するパイロット信号発生器と、

上記デジタルプリディストータと同じ構成を有し、上記パイロット信号が入力されるもう1つのデジタルプリディストータと、

上記もう1つのデジタルプリディストータの出力をアナログ信号に変換する

もう 1 つのデジタルアナログ変換器と、

上記もう 1 つのデジタルアナログ変換器の出力を上記送信信号とは異なる帯域に周波数変換するもう 1 つの周波数アップコンバート部と、

上記デジタルアナログ変換器の出力と上記もう 1 つの周波数アップコンバート部の出力を合成し上記周波数アップコンバート部に与える合成器、
とを含み、上記デジタルプリディスタータ制御部は、上記パイロット信号の奇数次歪を上記奇数次歪成分として抽出するように構成できる。

【0028】

上記第 5 の観点の線形電力増幅器において、更に、等振幅の 2 つのデジタルパイロット信号を生成し、上記デジタルアナログ変換器及び上記周波数アップコンバート部を介して上記電力増幅器に与えるパイロット信号発生器が設けられ、

上記デジタルプリディスタータ制御部は上記 2 つのデジタルパイロット信号を上記電力増幅器で増幅した際に発生する相互変調歪成分を上記奇数次歪成分として検出する歪成分検出部と、上記歪成分検出部で検出した相互変調歪成分から送信系の周波数特性を推定し、上記周波数特性補償器の周波数特性を制御する周波数特性制御部とを含むように構成できる。

【0029】

上記線形電力増幅器において、上記デジタルプリディスタータ制御部は、上記 2 つのデジタルパイロット信号の周波数間隔を変化させるように上記パイロット信号発生器を制御する周波数制御器を含むように構成できる。

請求項 14 記載の線形電力増幅器におけるデジタルプリディスタータの設定方法は、

- (a) 2 つのパイロット信号の周波数間隔を設定するステップと
- (b) 電力増幅器の出力から上記パイロット信号の上側及び下側歪成分を測定するステップと、
- (c) 測定された上記上側及び下側歪成分を予め設定された基準値と比較し、いずれも基準値以下となるよう周波数特性調整器の対応する周波数の利得と位相を決定しそれらの値を記憶手段に保存するステップと、

- (d) 上記 2 つのパイロット信号の周波数間隔を変化して上記ステップ(a), (b), (c) を複数回繰り返すステップと、
- (e) 上記記憶手段に保存されているそれぞれの周波数に対する利得と位相の値から補間処理により利得の周波数特性及び位相の周波数特性を得るステップと、
- (f) 得られた利得及び位相の周波数特性を上記周波数特性調整器に設定するステップ、
- とを含む。

【0030】

上記デジタルプリディスタ設定方法において、更に、上記測定した歪成分は予め決めた固定値以下を取るよう歪発生器経路の位相調整器と利得調整器を設定するステップを含んでもよい。

【0031】

【発明の実施の形態】

発明の原理的構成

請求項 1 の発明による線形電力増幅器の原理的構成を図 1 に示す。送信信号 S とパイロット信号 PL は、送信信号発生器 11 とパイロット信号発生器 12 によりそれぞれ別々のデジタル信号処理にて生成され、加算器 15 で加算されてデジタルプリディスタ 20 に与えられる。送信信号 S はベースバンド信号であっても、中間周波信号であってもよいが、以下特にことわらない場合はベースバンド信号とする。べき級数モデルによるデジタルプリディスタ 20 はパイロット信号 PL と送信信号 S を一体とした入力信号として前置歪のデジタル信号処理を行う。

【0032】

デジタルプリディスタ 20 の出力は、パイロット信号 PL と送信信号 S を一体化した信号の帯域より少なくとも 2 倍以上の動作速度を持つデジタルアナログ変換器 31 によりアナログ信号に変換され、周波数アップコンバート部 33 で送信周波数帯の高周波送信信号に周波数変換され、電力増幅器 37 に与えられる。電力増幅器 37 の出力は分配部 38 により電力分配され一部を周波数ダウンコンバート部 40 に与えるとともに、残りを線形電力増幅器の出力として例えば

アンテナに送出する。分配された電力の一部は周波数ダウンコンバート部 40 でダウンコンバートされ、デジタルプリディストータ制御部 50 に与えられる。制御部 50 はダウンコンバートされた信号からパイロット信号の奇数次歪成分を抽出し、それを用いてデジタルプリディストータ 20 の係数を補正する。

【0033】

このように、パイロット信号を用いたデジタルプリディストータ 20 は、メモリから読み出した補正データにより係数を補正するのではなく、検出された歪成分により歪成分が小さくなるように直接的に係数補正を行うので、経年変化や温度変化の影響を受けることはない。また、パイロット信号の帰還時間については、パイロット信号の帯域は送信信号よりも狭帯域であることから、従来のデジタルプリディストータでの遅延時間よりも本発明のデジタルプリディストータの遅延時間を長くできる。このため、図 1 のようにパイロット信号をダウンコンバートする帰還系統であっても帰還時間については問題にならない。

【0034】

第 1 実施例

図 2 に本発明によるデジタルプリディストーション方法を用いた線形電力増幅器の第 1 実施例を示す。パイロット信号として等レベル 2 波のトーン信号 PL₁, PL₂を用いている。この第 1 実施例は、デジタル信号処理によるトーン信号発生器 12A, 12B とデジタル加算器 14 から構成されたパイロット信号発生器 12 と、デジタルプリディストータ 20 と、デジタルアナログ変換器 31 と、エリアジングカット用低域通過フィルタ 32 と、局部発振器 33A とミキサ 33B と帯域通過フィルタ 33C とから構成された周波数アップコンバート部 33 と、電力増幅器 37 と、分配部 38 を構成する方向性結合器 38A とパイロット信号抽出用の帯域通過フィルタ 38B と、ミキサ 41 と帯域通過フィルタ 42 と増幅器 43 とアナログ・デジタル変換器 44 からなる周波数ダウンコンバート部 40 と、デジタルプリディストータ制御部 50 とからなる。デジタルプリディストータ 20 は 7 次までの構成例であるが、次数は構成により異なっても良い。

【0035】

べき級数モデルを用いたデジタルプリディストータ 20 は、送信信号の基本

波成分を通過する遅延経路とべき級数による各奇数次の歪発生経路の加算による構成である。即ち、基本波成分は歪発生経路の遅延時間と一致させる遅延用メモリ 21 を経由する。各奇数次の歪成分は、歪発生器 22 A, 22 B, 22 C と、振幅調整用の利得調整器 24 A, 24 B, 24 C、位相調整用の位相調整器 23 A, 23 B, 23 C により得られる。各奇数次歪発生器 22 A, 22 B, 22 C は、入力される送信信号 S とパイロット信号 PL₁, PL₂ の合成信号に対し各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号 S とパイロット信号 PL₁, PL₂ の和を X とすれば、3 次歪発生器は X³ の演算処理を実行する。位相振幅調整された奇数次の歪成分は加算器 26、27 で加算され、更に加算器 25 で遅延用メモリ 21 からの遅延された基本波成分と加算され、前置歪付加信号 Y としてデジタルプリディストータ 20 から出力されデジタル・アナログ変換器 31 に与えられる。

【0036】

デジタル・アナログ変換器 31 によりアナログ信号に変換された前置歪付加信号 Y は低域通過フィルタ 32 を通してミキサ 33 B に与えられ、局部発振器 33 A からの周波数 f_c の局部信号（キャリア信号）と混合される。その混合出力から帯域通過フィルタ 33 C により送信周波数帯の信号が選択され、電力増幅器 37 に与えられる。電力増幅器 37 の出力高周波信号は方向性結合器 38 A を介して送信される。

【0037】

方向性結合器 38 A で高周波送信信号のパワーの一部が取り出され、パイロット信号抽出用の帯域通過フィルタ 38 B でパイロット信号成分（パイロット信号とその高次歪成分）が抽出される。抽出されたパイロット信号成分はミキサ 41 に与えられ、局部発振器 33 A からのキャリア信号と混合され、混合出力から帯域通過フィルタ 42 によりダウンコンバートされたパイロット信号成分を検出する。得られたパイロット信号成分は増幅器 43 で増幅される。アナログ・デジタル変換器 44 でデジタル信号に変換されてデジタルプリディストータ制御部 50 に与えられる。

【0038】

デジタルプリディストータ制御部 50 は、歪成分検出部 51 と奇数次歪特性

制御部 52 とから構成されている。歪成分検出部 51 は 3 次、5 次、7 次の各奇数次歪成分抽出器 51A, 51B, 51C から構成され、奇数次歪特性制御部 52 は 3 次、5 次、7 次の各奇数次歪制御器 52A, 52B, 52C により構成されている。各奇数次歪成分抽出器 51A, 51B, 51C は例えば帯域通過フィルタにより構成することができ、それぞれ 3 次歪成分、5 次歪成分、7 次歪成分を抽出する。各奇数次歪制御器 52A, 52B, 52C はデジタルプリディストータ 20 のそれぞれに対応する歪成分発生器 22A, 22B, 22C の出力の位相及び振幅を調整する位相調整器 23A, 23B, 23C と可変利得調整器 24A, 24B, 24C を制御する。

【0039】

パイロット信号 PL_1 , PL_2 として等レベル 2 波トーン信号 (CW 信号) が用いられているため、電力増幅器 37 の出力にてトーン信号近傍に現れる奇数次の歪成分を各奇数次歪成分抽出器 51A, 51B, 51C にて抽出する。第 1 実施例のデジタルプリディストータ制御部 50 はデジタル信号処理にて構成しているが、同様の構成をアナログ回路で構成してもよい。

【0040】

図 3 に第 1 実施例に関するパイロット信号 PL_1 , PL_2 の注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。デジタルプリディストータ 20 の入力信号 X はベースバンド帯の送信信号 S と等レベル 2 波のトーン信号であるパイロット信号 PL_1 , PL_2 を含んでいる。周波数 f_1 , f_2 のパイロット信号 PL_1 , PL_2 は、図 3A のように送信信号 S の隣接帯域に注入される。2 波のパイロット信号 PL_1 , PL_2 は送信信号 S の変調信号帯域幅と比較して十分に狭い周波数間隔 $\Delta f = f_2 - f_1$ に設定されている。デジタルプリディストータ 20 の出力信号 Y は、図 3B に示すように送信信号 S とパイロット信号 PL_1 , PL_2 に前置歪処理をした前置歪成分 S_D , P_{D3L} , P_{D3H} が生じている。ここでは、3 次の歪成分の例を示しているが、例えばパイロット信号 PL_1 , PL_2 の 5 次の歪成分としては P_{D3H} より Δf 高い成分と P_{D3L} より Δf 低い成分が生成されるが、図示してない。7 次の歪成分は 5 次の歪成分の更に Δf 外側に生成されるがここでは示していない。

【0041】

電力増幅器 37 の入力信号は、図 3 C に示すようにデジタルプリディストータ 20 の出力信号 Y を周波数アップコンバート部 33 にてキャリア周波数 f_c だけアップコンバートした信号である。このとき、デジタルプリディストータ 20 で生成した前置歪成分は送信系統全体で歪補償を行うように設定される。従って、電力増幅器 37 の入力信号の前置歪成分とデジタルプリディストータ 20 の出力信号の前置歪成分に相違があってもよい。しかし送信系統の相互変調歪のほとんどは最終段の電力増幅器 37 で生じるため、その差はわずかである。図 3 D に示すように電力増幅器 37 の出力信号はデジタルプリディストータ 20 による前置歪処理によって歪が抑圧された、即ち補償された信号となる。

【0042】

歪成分を含むパイロット信号成分は、方向性結合器 38 A と帯域通過フィルタ 38 B により抽出され、ミキサ 41 で局部発振器 33 A からの局部発振信号と混合されダウンコンバートされる。図 3 E に示す制御部 50 の入力信号はダウンコンバートされた信号をアナログ・デジタル変換器 44 でデジタル化した信号である。電力増幅器 37 の出力にて例えば 3 次歪成分の歪補償が不十分な場合、トーン信号の 3 次歪成分 P_{D3H} , P_{D3L} が無視できない程度に残る。制御部 50 において 3 次歪成分抽出器 51 A により一方の 3 次歪成分、ここでは P_{D3H} を抽出する。3 次歪制御器 52 A は抽出されたトーン信号を用いて電力増幅器 37 の出力が所定の隣接チャネル漏洩電力比（即ち、歪成分の送信信号に対するレベル比）以下を達成する歪補償量となるまで 3 次歪信号発生器 22 A の出力の位相と振幅を位相調整器 23 A と可変利得調整器 24 A により制御する。制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【0043】

図 4 はデジタルプリディストータ 20 に設定する係数、即ち位相調整器 23 A, 23 B, 23 C の位相と可変利得調整器 24 A, 24 B, 24 C の利得を制御するための処理を含む線形電力増幅処理手順を示す。

ステップ S1：デジタルパイロット信号 PL_1 , PL_2 を生成し、デジタル送信信号 S と加算して合成信号を得る。

ステップ S2：デジタル合成信号に対する奇数次歪成分を生成する。

ステップ S 3 : 奇数次歪成分の位相と振幅を設定する。

ステップ S 4 : 歪成分と遅延基本波成分を加算して前置歪付加信号を生成する

。

ステップ S 5 : 前置歪付加信号をアナログ信号に変換する。

ステップ S 6 : アナログ前置歪付加信号を高周波信号にアップコンバートする

。

ステップ S 7 : 高周波前置歪付加信号を電力増幅器で電力増幅する。

ステップ S 8 : 増幅された高周波信号からパイロット信号成分を抽出し、ダウンコンバートする。

ステップ S 9 : ダウンコンバートされたパイロット信号成分をデジタル信号に変換する。

ステップ S 10 : デジタルパイロット信号成分から歪成分を抽出する。

ステップ S 11 : 歪成分レベルの送信信号レベルに対する比が所定値以下か判定し、所定値以下であれば終了し、そうでなければステップ S 3 に戻り、ステップ S 3 ~ S 11 の処理を繰り返す。

【0044】

第2実施例

図5にこの発明の第2実施例を示す。この実施例は図2の第1実施例において、パイロット信号として2つのトーン信号を使用する代わりに1つの変調波信号を用いたものであり、第2実施例のパイロット信号発生器12以外の構成は第1実施例と同一である。動作についても第1実施例と同一である。

【0045】

図6に第2実施例に関するパイロット信号PLの注入と抽出方法についてスペクトルを用いて示す。行AとBはデジタルプリディストータ20への入力信号Xと出力信号Yのスペクトル、行CとDは電力増幅器37の入力信号と出力信号のスペクトル、行Eは制御部50への入力信号のスペクトルをそれぞれ模式的に示す。第2実施例のパイロット信号PLが変調信号であることを除けば、第1実施例で説明した図3のスペクトルと同一である。パイロット信号PLは帯域幅を有する変調信号であり、デジタルプリディストータ20により歪を受けて P_D で示すよ

うに両側にスペクトルが広がっている。トーン信号のパイロット信号 PL_1 , PL_2 と比べて第2実施例のパイロット信号 PL は、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる利点がある。

【0046】

第3実施例

図7に第3実施例を示す。第3実施例は、パイロット信号と送信信号に対しそれぞれ別々にプリディストータ 20_1 , 20_2 、デジタルアナログ変換器 31_1 , 31_2 、及び低域通過フィルタ 32_1 , 32_2 を用いる点で第1及び第2実施例と異なる。各デジタルプリディストータ 20_1 , 20_2 とそれらに対するデジタルプリディストータ制御部50の構成は、第1及び第2実施例と同様である。

【0047】

この第3実施例では、第2デジタルプリディストータ 20_2 の出力を送信信号 S と異なる帯域に周波数変換するために、局部発振器34Aとミキサ34Bと帯域通過フィルタ34Cからなる周波数アップコンバート部34を新たに備えている。第3実施例は、送信信号の広帯域化に対応する。第1及び第2実施例は、前置歪処理とパイロット信号の生成及び注入処理とデジタル信号処理の演算量を少なく構成できる特徴があるが、送信信号の広帯域化によりデジタルアナログ変換器31の能力が不足する可能性がある。また、パイロット信号は送信信号 S と異なる帯域に注入されるため、送信信号の帯域幅以上の信号帯域幅をデジタルアナログ変換できる能力がデジタルアナログ変換器31に要求される。この点に関して、第3実施例は送信信号とパイロット信号をそれぞれ異なるデジタルプリディストータ 20_1 , 20_2 とデジタルアナログ変換器 31_1 , 31_2 を用いる。このように独立したデジタルアナログ変換システムにより、送信信号の広帯域化またはオーバーサンプリング数の増加などの信号変換をより柔軟に行うことができる。第1及び第2デジタルプリディストータ 20_1 , 20_2 はデジタルプリディストータ制御部50にて同期して各奇数次の係数を補正する。

【0048】

第4実施例

図 8 に第 4 実施例を示す。第 4 実施例は図 7 に示した第 3 実施例におけるパイロット信号発生器 12 を図 5 の実施例におけると同様の変調信号を発生するパイロット信号発生器 12 と同様に構成したものである。動作についても第 3 実施例と同一である。トーン信号のパイロット信号と比べて第 4 実施例のパイロット信号は、受信機において誤り訂正処理などの復号回路によって検出感度を高められる。パイロット信号に拡散符号を適用すれば、受信機の最低受信感度以下のパイロット信号を抽出できる。

【0049】

図 7 及び 8 に示した第 3 及び第 4 実施例では第 1 及び第 2 デジタルプリディストータ 20₁, 20₂ を 1 つにしてもよい。その場合には、送信信号とパイロット信号の帯域が異なることを利用して図 9 に示すようにデジタルプリディストータ 20 の出力にて送信信号とパイロット信号を分離する信号処理を行う帯域セパレータ 30 が設けられ、それによって分離された送信信号 S とパイロット信号 PL をそれぞれの系統で図 7 及び 8 と同様に処理する。

図 7、8 及び 9 の各実施例では送信信号とパイロット信号に別々に前置歪処理を行い、別々にデジタルアナログ変換処理を行い、前置歪付加パイロット信号をアップコンバートして前置歪付加送信信号と合成する場合を示したが、図 10 に図 7 の実施例と対応する変形実施例を示す。この実施例においては、周波数アップコンバート部 33 により周波数 f_c とは異なるキャリア周波数 f_c でアップコンバートされた前置歪付加送信信号と周波数アップコンバート部 34 によりキャリア周波数 f_c' でアップコンバートされた前置歪付加パイロット信号を加算器 35 で合成し、合成信号を増幅器 37 に入力する。また、パイロット信号用の周波数アップコンバート部 34 の局部発振器 34A からのキャリア周波数 f_c' のキャリア信号をパイロット信号成分検出部 40 のミキサ 41 に与えてパイロット信号成分を検出する。その他の構成と動作は図 7 の場合と同様である。

【0050】

図 8 及び図 9 の各実施例についても図 10 と同様の変形を適用できることは明らかである。例えば図 8 の実施例に適用する場合は、図 10 における 2 波トーン信号を発生するパイロット信号発生器 12 の代わりに、狭帯域変調信号を発生す

るパイロット信号発生器で置き換えればよい。図 9 の実施例に適用する場合は、図 11 に示すように帯域セパレータ以降の構成を図 10 と同様に構成すればよく、説明を省略する。

【0051】

図 12 は、第 1 から第 4 実施例及びそれらの変形実施例におけるデジタルプリディストータ制御部 50 のパイロット信号の検出感度をより高める構成例である。ただし、パイロット信号発生器 12 として図 2 に示した 2 波のトーン信号を合成してパイロット信号として出力するものを使用する。また、図 12 は 3 次歪成分のみに関する実施例である。

【0052】

このデジタルプリディストータ制御部 50 は、3 次歪成分抽出器 50A と 3 次歪制御器 52A とから構成されている。3 次歪成分抽出器 50A は基本波生成経路を形成する遅延用メモリ 1A11、位相調整器 1A12、可変利得調整器 1A13 と、5 次歪発生経路を形成する 5 次歪発生器 1A21、位相調整器 1A22、可変利得調整器 1A23 と、7 次歪発生経路を形成する 7 次歪発生器 1A31、位相調整器 1A32、可変利得調整器 1A33 と、減算器 1A14、1A24、1A34 とから構成されている。

【0053】

パイロット信号発生器 12 から与えられたパイロット信号成分から、基本波経路と、5 次歪発生経路と、7 次歪発生経路にてそれぞれ遅延基本波成分、5 次歪成分及び 7 次歪成分を生成する。周波数ダウンコンバート部 40 により検出されたパイロット信号成分から、減算器 1A14、1A24、1A34 によりそれぞれパイロット信号の遅延基本波成分と 5 次歪成分と 7 次歪成分を順次減算処理を行うことにより、3 次歪成分が残り、この 3 次歪成分が 3 次歪制御器 52A に与えられる。3 次歪制御器 52A は、与えられた 3 次歪成分に基づいて図 2 における 3 次歪制御器 52A と同様にデジタルプリディストータ 20 の位相調整器 23A 及び可変利得調整器 24A を制御する。

【0054】

減算処理後に遅延基本波成分、5 次歪成分、7 次歪成分の各残留成分を少なくするために、図 12 の制御部 50 では位相調整器 1A12、1A22、1A32 と可変利得調

整器1A13, 1A23, 1A33により各成分の位相と振幅の調整を行う。これらの調整は、図12のデジタルプリディスタータ制御部50の構成をデジタル信号処理にて実現することで経年変化または温度変化などによる電気的特性の変化がないことから、装置の初期設定時に行うだけでよい。図5のデジタルプリディスタータ制御部50と同様の構成により、5次または7などの各奇数次成分を抽出することが可能である。パイロット信号が変調信号の場合でも同様である。

【0055】

第5実施例

図13は請求項14の発明による第5実施例の原理的構成を示す。この構成は、送信信号発生器11からの送信信号Sに前置歪処理を与えるデジタルプリディスタータ20と、その出力をアナログ送信信号に変換するデジタル・アナログ変換器31と、そのアナログ送信信号を高周波送信信号にアップコンバートする周波数アップコンバート部33と、アップコンバートされた送信信号を増幅する電力増幅器37と、その増幅出力を2つに分配する分配部38と、分配された一方をダウンコンバートする周波数ダウンコンバート部40と、ダウンコンバートされた信号から奇数次歪成分を検出する歪成分検出部51と、検出された奇数次歪成分に基づいて位相調整器23と可変利得調整器24を制御する制御器5を有する。歪成分検出部51と制御器5はデジタルプリディスタータ制御部50を構成している。更に、デジタルプリディスタータ20内には電力増幅器37の図20に示した周波数特性に対し、その逆特性を歪発生器22で発生された歪に与える周波数特性補償器28が歪発生器22の出力側に挿入されており、制御器5により歪分に対する周波数特性が制御される。

【0056】

送信信号発生器11からの入力信号Sはプリディスタータ20の線形伝達経路2Lと歪発生経路2Dに分配される。歪発生経路2Dに分配された入力信号を用いてべき級数モデル歪発生器22では奇数次の歪信号Dを発生する。周波数特性補償器28はこの歪信号Dの周波数対振幅特性と周波数対位相特性を、増幅器37の周波数特性の逆特性となるように調整する。周波数特性補償器28の出力は位相調整器23と可変利得調整器24により位相と利得が調整されて調整歪信号

D'とされ、合成器25に与えられる。線形伝達経路2Lに分配された信号は、遅延用メモリ21によって歪発生経路2Dに対する信号の遅延量が補正される。合成器25は線形伝達経路2Lと歪発生経路2Dを経た信号SとD'を合成する。

【0057】

この構成においても、温度変化や経年変化による電力増幅器37の特性変化に対して高精度な歪補償量を保つために、電力増幅器37の出力が分配器38を介して歪成分検出部51により常にモニタされ、歪成分検出部51が歪補償効果の劣化を感知すると、制御器5によって位相調整器23、可変利得調整器24及び周波数特性補償器28のパラメータをそれぞれ変化させる。これにより、高い歪補償効果を常に維持することができる。

【0058】

図14を参照して図13における周波数特性補償器28により高精度歪補償を行うことができる原理を説明する。図14Aに示す周波数特性Aを有する電力増幅器37により図14Bに示す入力信号Sに対し、図14Cに示すような歪 D_S が発生したとする。このような歪 D_S を打ち消すために、図14Eのように周波数特性補償器28の周波数特性を電力増幅器37の図14Aに示すような周波数特性と逆特性となるようにし、図14Dに示す歪発生器22の歪Dの周波数対振幅特性と周波数対位相特性を調整して図14Fに示す歪D'を得る。可変利得調整器24で利得を調整して電力増幅器37で発生する歪 D_S を打ち消すことができるレベルにして、位相調整器23で逆位相となるように調整する。D'は調整後の特性を示す。その結果、合成器25の出力 $S+D'$ は図14Gに示すように周波数特性を補償した歪D'と信号Sの合成したものとなる。この信号 $S+D'$ はデジタル・アナログ変換器31を通して電力増幅器37に与えられることにより、電力増幅器37の周波数特性を打ち消すことができ、従って、電力増幅器37の出力 S_A において図14Hに示すように歪が相殺されている。

【0059】

図15は図13に示した第5実施例の原理的構成に基づく具体的実施例を示す。この実施例は、デジタルプリディストータ20、デジタルアナログ変換器31、エリアジングカット用低域通過フィルタ32、局部発振器33Aとミキサ

33Bと帯域通過フィルタ33Cからなる周波数アップコンバート部33と、電力増幅器37と、信号抽出部38を構成する方向性結合器38Aと、信号抽出用帯域通過フィルタ38Bと、周波数ダウンコンバート部40を構成するミキサ41と帯域通過フィルタ42と、デジタルプリディストータ用制御器50からなる。周波数ダウンコンバート部40はダウンコンバートした抽出信号をデジタル信号に変換するアナログ・デジタル変換器を含んでいる。デジタルプリディストータ20は7次までの構成であるが、次数は構成より異なっても良い。

【0060】

べき級数モデルを用いたプリディストータ20は、送信信号の基本波成分が通過する線形伝達経路とべき級数による各奇数次の歪発生経路の加算による構成である。各奇数次歪発生器22A, 22B, 22Cは、入力される送信信号を各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号を x とすれば、3次歪発生器は x^3 の演算処理を実行する。各周波数特性補償器28A, 28B, 28CとしてはFIR(finite impulse response)フィルタを使用し、フィルタ係数を係数制御器53A, 53B, 53Cにより設定制御する。フィルタの周波数特性は、フィルタに与える係数により決定される。歪発生器22A, 22B, 22Cの出力歪信号をフィルタ28A, 28B, 28Cに入力することで、歪信号の周波数対振幅特性と周波数対位相特性を変化させることができる。

【0061】

電力増幅器37の出力信号は、方向性結合器38Aと帯域通過フィルタ38Bにより抽出され、周波数ダウンコンバート部40にてダウンコンバートされる。デジタルプリディストータ制御部50の入力信号はダウンコンバートされた信号をアナログ・デジタル変換器44でデジタル化した信号である。デジタルプリディストータ制御部50は、各奇数次の歪成分抽出器51A, 51B, 51Cとしての歪成分抽出用帯域通過フィルタと、各奇数次歪成分に対応する歪制御器52A, 52B, 52Cと、各次数のFIRフィルタ28A, 28B, 28Cの係数を制御する係数制御器53A, 53B, 53Cより構成される。各奇数次歪制御器52A, 52B, 52Cはデジタルプリディストータ20のそれぞれに対応する歪発生器22A, 22B, 22C出力の可変利得調整器24A, 24B

、24C及び位相調整器23A、23B、23Cを制御する。なお、各次数歪制御器52A、52B、52C、係数制御器53A、53B、53Cは図13における歪特性制御器5を構成している。

【0062】

各奇数次用のFIR係数制御器53A、53B、53Cはそれぞれに対応するFIRフィルタの係数を制御する。各奇数次の歪成分抽出器51A、51B、51Cで、奇数次歪成分である信号を帯域通過フィルタなどで抽出する。抽出された信号を用いて電力増幅器37の出力にて所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を達成する歪補償量まで、奇数次歪発生器22A、22B、22Cの出力に基づいて可変利得調整器24A、24B、24Cと位相調整器23A、23B、23Cを奇数次歪制御器52A、52B、52Cで制御する。同時に、電力増幅器37の周波数特性を抽出して、各奇数次のFIRフィルタ28A、28B、28Cの係数を制御する。パラメータの制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

【0063】

第6実施例

デジタルプリディストータ20の各周波数特性補償器28A、28B、28CにFFTを用いた線形電力増幅器の実施例を図16に示す。この実施例は図15の実施例において、各周波数特性補償器28A、28B、28C（代表して28Aの場合で説明する）としてFIRフィルタの代わりにFFT部（ファーストフーリエ変換部）28A1と、係数乗算器28A2と、IFFT部（逆ファーストフーリエ変換部）28A3の組を使用するように構成したものであり、周波数特性補償器28B、28Cについても同様である。それ以外の部分は、図15の実施例と同じである。従って、周波数特性制御部53は図15における周波数特性制御部53と同様に3次歪、5次歪、7次歪に対応した係数制御器53A、53B、53Cを有しているが図示してない。後述の図17、25、26の各実施例においても同様である。

【0064】

例えば3次歪発生器22Aからの歪信号はFFT部28A1で複数サンプル毎にフー

リエ変換により周波数領域サンプルに変換され、それらの各周波数点のサンプルの振幅は係数乗算器 28A2 で係数制御器 53A からの係数と乗算され、更に IFFT 部 28A3 で逆フーリエ変換されて時間領域のサンプルとされる。他の周波数特性補償器 28B, 28C も同様である。FFT による周波数特性制御は、このように FFT の各乗算係数の制御によって可能である。デジタルプリディストータ用制御器 50 は、各歪次数の可変利得調整器と位相調整器と FFT の乗算係数を電力増幅器 37 が生成する歪成分の送信信号に対するレベルが所定値以下となるように制御する。

【0065】

第 7 実施例

図 17 にこの発明の第 7 実施例を示す。この実施例は、図 15 の実施例を図 2 で示した 2 つのパイロット信号を使用してデジタルプリディストータ 20 の調整を行うように構成したものである。

べき級数モデルを用いたデジタルプリディストータ 20 の各奇数次歪発生器 22A, 22B, 22C は、入力される送信信号及びパイロット信号を各奇数次乗の演算処理を行う。例えば送信信号及びパイロット信号の和を x とすれば、3 次歪発生器は x^3 の演算処理を実行する。周波数特性補償器 28A, 28B, 28C は、図 15 の実施例のように FIR フィルタで構成してもよいし、または図 16 の実施例のように FFT 部と係数乗算器と IFFT 部により構成してもよい。

【0066】

デジタルプリディストータ制御器 50 は、各奇数次の歪成分抽出器 51A, 51B, 51C としての奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタと、各奇数次歪成分に対応する奇数次歪制御器 52A, 52B, 52C と各奇数次歪成分に対応する周波数特性制御部 53 により構成される。各奇数次歪制御器 52A, 52B, 52C はデジタルプリディストータ 20 のそれぞれに対応する歪成分発生器 22A, 22B, 22C の可変利得調整器 24A, 24B, 24C 及び位相調整器 23A, 23B, 23C を制御し、周波数特性制御部 53 の図示してない係数制御器 53A, 53B, 53C は周波数特性補償器 28A, 28B, 28C の係数を制御する。パイロット信号に等レベル 2 波トーン信号が用いられているため、

電力増幅器 37 の出力にてトーン信号近傍に現れる奇数次の歪成分を各奇数次の歪成分抽出器 51A, 51B, 51C としての奇数次歪成分抽出用帯域通過フィルタにて抽出する。この第 7 実施例のデジタルプリディストータ制御器 50 はデジタル信号処理にて構成しているが、同様の構成をアナログ回路で構成してもよい。周波数特性補償は、図 3 で説明したパイロット信号の下側及び上側帯域に現れる歪成分 P_{D3L} , P_{D3H} を使用する。

【0067】

周波数特性補償は、図 3 において上側及び下側の歪信号 P_{D3H} , P_{D3L} を用いて周波数特性を補正する。例えば、係数制御器 53A, 53B, 53C は各奇数次の歪成分抽出器 51A, 51B, 51C からの上側と下側の歪成分 P_{D3H} , P_{D3L} の検出値を補間することで周波数特性をモニタ値から推定する。周波数特性補償器 28A, 28B, 28C を構成する FIR フィルタまたは FFT は、補間された数値を各乗算係数に設定する。以後、所定の歪抑圧量対周波数特性を達成するまで、フィルタ又は FFT で乗算する係数を調整する。これら制御方法には、各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。

パイロット信号には変調波を用いても、上記と同様の効果が得られる。また、パイロット用のプリディストータと送信信号用のプリディストータに分割しても同様の効果が得られる。

【0068】

第 8 実施例

図 18 は図 13 の実施例を図 2 に示した 2 つのパイロット信号を使用してデジタルプリディストータ 20 の調整を行うようにした実施例の基本的構成を示す。図 13 の構成に対し、更に 2 つのパイロット信号 PL_1 , PL_2 を発生するパイロット信号発生器 12 と、それらパイロット信号 PL_1 , PL_2 と送信信号 S を加算する加算器 15 とが追加されており、制御器 5 によりパイロット信号発生器 12 を制御して等振幅のパイロット信号 PL_1 , PL_2 の周波数間隔を変更可能に構成されている。デジタルプリディストータ制御部 50 には検出した歪成分の周波数特性から求めた利得及び位相を記憶する記憶部 55 が設けられている。

【0069】

前述のように送信信号 S はベースバンド信号であっても中間周波信号であってもよい。後者の場合、パイロット信号 PL_1 , PL_2 の周波数は予め決めた中間周波数 f_{IF} に対し $f_{IF}-f_i/2$, $f_{IF}+f_i/2$ となるように選ばばよい。送信信号 S がベースバンド信号の場合は、振幅 A 、周波数 $f_i/2$ の信号 $A\cos \pi f_i t$ に対し、周波数アップコンバート部 33 において周波数 f_c のキャリア信号で直交変調を行う、即ち $\cos \pi f_i t$ に $(\cos 2\pi f_c t + j\sin 2\pi f_c t)$ を乗算して乗算結果の実数部を得ることにより送信周波数帯に周波数 $f_c-f_i/2$ と $f_c+f_i/2$ の 2 つのパイロット信号 PL_1 , PL_2 が生成される。従って、パイロット信号発生器 12 においては、実際には周波数 $f_i/2$ のトーン信号を発生すればよい。 $\cos \pi f_i t$ で表される信号は次式

$$\cos \pi f_i t = (\exp j \pi f_i t + \exp -j \pi f_i t) / 2$$

と表されるように、正と負の周波数成分を有していると見ることができるので、以下の説明ではベースバンドの 2 つパイロット信号 PL_1 , PL_2 の周波数を $-f_i/2$, $+f_i/2$ として説明する。

【0070】

周波数アップコンバート部 33 でアップコンバートされたパイロット信号を電力増幅器 37 で増幅した際に発生した相互変調歪を分配部 38、周波数ダウンコンバート部 40 を介してディジタルプリディスタータ制御部 50 の歪成分検出部 51 で検出する。この相互変調歪が所定の隣接チャンネル漏洩電力比以下となるように制御器 5 によって利得調整器 24 のパラメータ、位相調整器 23 のパラメータ、周波数特性補償器 28 のパラメータを調整する。2 つのパイロット信号を用いることで、べき級数でモデル化された奇数次の歪成分の抽出が容易になり、ディジタルプリディスタータ 20 の周波数特性補償器 28 と利得調整器 24 と位相調整器 23 の調整を容易にする。

【0071】

制御器 5 により 2 つのパイロット信号の周波数 $-f_i/2$, $+f_i/2$ を変化させることにより、送信周波数帯における対応するアップコンバートされた 2 つのパイロット信号の周波数間隔 f_i が変化し、周波数軸上で相互変調歪の発生周波数が変化する。パイロット信号の周波数 $-f_i/2$, $+f_i/2$ を一定間隔で変化させ、得られる相互変調歪の各発生周波数に対して所定の隣接チャンネル漏洩電力比を達成する補償

歪の利得と位相を決めることができる。

この方法により周波数軸上で離散的に得られた利得及び位相を補間することで、補償歪に与える連続的な周波数特性を得ることができる。得られた周波数特性を周波数特性補償器 28 で実現し、補償歪に周波数特性を与える。

【0072】

図 19 に周波数特性補償器 28 の特性を求める手順のフローチャートを示し、図 20 の周波数ダイアグラムを参照して以下に説明する。

ステップ S1: まず、変数 i の値を 1 に初期設定する。

ステップ S2: ベースバンドで周波数 $-f_i/2$, $+f_i/2$ (従って周波数間隔 f_i)、かつ等振幅の 2 つのデジタルトーン信号をパイロット信号 PL_1 , PL_2 として発生する (図 20 A)。これらの信号を合成し、周波数アップコンバート部 33 で中心周波数 f_c にアップコンバートして電力増幅器 37 に入力すると、電力増幅器 37 の出力に例えば次式

$$B_{3H} \cos 2\pi (f_c + f_i/2 + f_i) t = B_{3H} \cos 2\pi (f_c + 3f_i/2) t$$

$$B_{3L} \cos 2\pi (f_c - f_i/2 - f_i) t = B_{3L} \cos 2\pi (f_c - 3f_i/2) t$$

で表される周波数 $f_c + 3f_i/2$ と $f_c - 3f_i/2$ の相互変調歪 P_{D3H} , P_{D3L} が発生する (図 20 B)。 B_{3H} 及び B_{3L} はそれぞれ上側と下側の歪の振幅を表すものとする。

【0073】

この相互変調歪 P_{D3H} , P_{D3L} を打ち消すために、プリディストータ 20 でパイロット信号 PL_1 , PL_2 に補償歪 D_L' , D_H' を付加した信号がプリディストータ出力信号となる (図 20 C)。この信号を周波数アップコンバート部 33 によりアップコンバートし、電力増幅器 37 に入力する。電力増幅器 37 の出力信号はデジタルプリディストータ 20 によって補償された信号となる (図 20 D)。発生した相互変調歪 P_{D3H} , P_{D3L} を打ち消すように、利得調整器 24 と位相調整器 23 と周波数特性補償器 28 とを調整する。なお、利得調整器 24 は周波数に対して一定の利得 G を与え、位相調整器 23 は周波数に対して一定の位相変化 P を与えるものとする。

ステップ S3: 利得調整器 24 を利得 G に、位相調整器 23 を位相 P に設定する。これらの値は任意に設定してよいが、隣接チャネル漏洩電力比が比較的小さく

なるように設定することが望ましい。

ステップ S 4：歪成分検出部 51 によって電力増幅器 37 の出力中の 3 次の相互変調歪を抽出し、上下の相互変調歪 P_{D3H} 、 P_{D3L} が所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を満たしているかどうかを調べ、上側のみ、又は上下両側の歪が所定隣接チャネル漏洩電力比以下を満たしていない場合はステップ S 5 に移り、下側の歪のみが満足していない場合はステップ S 7 に移り、両側の歪とも満足している場合はステップ S 9 に移る。

ステップ S 5：上側または上下両側の歪 P_{D3H} 、 P_{D3L} が所定の隣接チャネル漏洩電力比を満たしていない場合、周波数特性補償器 28 の周波数 $f_c + 3f_i/2$ に対応する利得 G_i 、位相 P_i を所定量だけ変化させる。

ステップ S 6：上側の歪 P_{D3H} が所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を満たすか判定し、満たさない場合はステップ S 5 に戻って同様の処理を繰り返す。所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を満足した場合、ステップ S 4 に戻り、判定を再度繰り返す。

ステップ S 7：下側歪のみが所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を満足していない場合は、周波数特性補償器 28 の周波数 $f_c - 3f_i/2$ に対応する利得 G_i' 、位相 P_i' を所定量だけ変化させる。

【0074】

ここで、周波数特性補償器 28 の利得 G_1 、 G_1' は利得調整器 24 の利得 G から差分、位相 P_1 、 P_1' は位相調整器 23 の位相変化 P からの差分を表しているものとする。

ステップ S 8：下側歪 P_{D3L} が所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を満たすか判定し、満たさなければステップ S 7 に戻り同様の処理を行う。満たせばステップ S 4 で上下両歪が所定隣接チャネル漏洩電力比以下を満足することを確認してステップ S 9 に移る。あるいはその確認を省略して直接ステップ S 9 に移ってもよい。

ステップ S 9：上側、下側歪 P_{D3H} 、 P_{D3L} の隣接チャネル漏洩電力比が所定値以下を満たした場合は、その時の利得 G_1 、 G_1' と位相 P_1 、 P_1' を記憶部 55 に保存し、 $i=N$ となったか判定する。

ステップS10：Nとなっていなければiを1だけ増加させてステップS2に戻り、パイロット信号の周波数間隔を f_2 （後述の図21、22の例では変数iの増加とともに周波数間隔 f_i を狭めている）として、周波数間隔 f_1 の場合と同様にステップS3～S8により所定の隣接チャネル漏洩電力比以下を達成する周波数特性補償器28の利得及び位相 G_2, G_2', P_2, P_2' を求め記憶部55に格納する。このとき、利得調整器24及び位相調整器23の値はG, Pで固定しておく。

【0075】

このようにして $i=1$ から $i=N$ まで2つのパイロット信号 PL_1, PL_2 の周波数間隔を変えてN回繰り返し処理を行うことにより $G_1 \sim G_N, G_1' \sim G_N', P_1 \sim P_N, P_1' \sim P_N'$ が記憶部55に得られる。

ステップS11：得られたこれらの値 $G_1 \sim G_N, G_1' \sim G_N', P_1 \sim P_N, P_1' \sim P_N'$ を用いて、補償歪に与える周波数特性を求める。求める方法は図21A、21Bまたは図22A、22Bに示すように、得られた利得 $G_1 \sim G_N, G_1' \sim G_N'$ 、位相 $P_1 \sim P_N, P_1' \sim P_N'$ を用い、点と点の間を補間する。図21A、21Bでは、線形補間の場合を示し、図22A、22Bの多項式補間の例を示しているが、補間する方法としては、線形補間、多項式補間以外に、スプライン補間、ラグランジュ補間法を用いることもできる。

【0076】

このようにして離散的に得られた利得および位相を補間することで、歪成分の周波数特性を周波数特性補償器28で実現する。最終的に補償歪に与える周波数特性は図23A、23Bまたは図24A、24Bに示すように、利得調整器24と位相調整器23と周波数特性補償器28の周波数特性を合成した特性である。より高精度な歪補償を行う場合は、パイロット信号の周波数間隔を更に細かく設定する。上記の説明では3次歪についてのみであったが、5次歪以降の補償が必要な場合も同様の方法を適用できる。

【0077】

第9実施例

図25は図18の実施例をより具体的に構成した例を示し、図15の実施例と同様に各周波数特性補償器28A、28B、28CをFIRフィルタで構成したデ

デジタルプリディストータ 20 を使用している。パイロット信号発生部 12 はこの例では $-f_i/2$ 及び $+f_i/2$ で表される可変周波数のデジタルトーン信号 PL_1 , PL_2 を生成するものとする。また、デジタルプリディストータ制御部 50 には、更に周波数特性制御部 53 による制御と対応してパイロット信号発生器 12 の発振周波数 f_i を制御する周波数制御器 54 が設けられている。その他の構成は図 15 の構成と同様である。

【0078】

周波数間隔 f_i で等振幅の 2 つのトーン信号がパイロット信号 PL_1 , PL_2 としてデジタルプリディストータ 20 に入力され、その出力信号は、パイロット信号に補償歪を付加した信号となる。この信号は DA 変換器 31 でアナログ信号に変換され、低域通過フィルタ 32 を経て周波数アップコンバート部 33 に与えられ、中心周波数 f_c の高周波送信信号にアップコンバートされる。高周波送信信号は電力増幅器 37 で電力増幅される。このとき、デジタルプリディストータ 20 で生成した補償歪は送信系統全体で歪補償を行うように設定される。従って、電力増幅器 37 の入力信号の補償歪とデジタルプリディストータ 20 の出力信号中の補償歪に相違があってもよい。つまり、デジタルプリディストータ 20 の出力と電力増幅器 37 の入力との間に信号の位相、振幅に変化を与える任意のデバイスが挿入されていてもよい。

【0079】

図 15 の場合と同様に、相互変調歪成分は方向性結合器 38A と帯域通過フィルタ 38B により抽出され、周波数ダウンコンバート部 40 によりダウンコンバートされる。デジタルプリディストータ制御部 50 の入力信号はダウンコンバートされた信号をデジタル化した信号である。以下に 3 次歪の補償を例に説明する。デジタルプリディストータ制御部 50 の 3 次歪成分抽出器 51A は 3 次歪成分である上側及び下側の相互変調歪信号を上側帯域通過フィルタ及び下側帯域通過フィルタで抽出する。抽出された信号を用いて電力増幅器 37 の出力の隣接チャンネル漏洩電力比を所定値以下にする歪補償量まで、3 次歪信号発生器の出力の振幅と位相を利得調整器 24A、位相調整器 23A、周波数特性補償器 28A により変化させる。

【0080】

これらの補償パラメータを求める方法は、図18で説明したようにまず、利得調整器24Aの利得Gと位相調整器23Aの位相Pを設定する。これらの値は任意に設定してよいが、隣接チャネル漏洩電力比が比較的小さくなるように設定することが望ましい。

次に所定の隣接チャネル漏洩電力比以下となるように、周波数特性補償器28Aの上側周波数($f_c+3f_1/2$)での利得 G_1 と位相 P_1 、下側周波数($f_c-3f_1/2$)での利得 G_1' と位相 P_1' を調整する。これら制御方法には、最小二乗推定方法や最急降下法などの各種最適化手法のアルゴリズムを適用できる。次に、等振幅の2つのパイロット信号の周波数間隔を f_2 に変化させて同様に G_2, G_2', P_2, P_2' を求める。これをN回まで繰り返し、所定の隣接チャネル漏洩電力比を達成する周波数特性補償器28Aの周波数 f_1, \dots, f_N に対する利得及び位相 $G_2 \sim G_N, G_2' \sim G_N', P_2 \sim P_N, P_2' \sim P_N'$ を得る。得られた利得及び位相の値を補間する方法は線形補間、多項式補間、ラグランジュ補間、スプライン補間などを用いることができる。補間して得られた利得特性及び周波数特性を実現するように、FIRフィルタのタップ係数を制御器により設定する。

【0081】

上述では3次歪についてのみの説明を行ったが、5次以降の補償が必要な場合は同様の方法を適用する。その際、補償する奇数次歪に対応する相互変調歪を抽出する。この実施例のFIRフィルタ28A, 28B, 28Cは各奇数次歪発生器22A, 22B, 22Cの入力側に配置してもよい。

電力増幅器37の歪成分の振幅及び位相は温度変化または経年変化により変化する。このため、常に高い歪補償量を維持するには利得調整器24A, 24B, 24C、位相調整器23A, 23B, 23C、及び周波数特性補償器28A, 28B, 28Cの設定を適応的に制御する必要がある。上記第9実施例では、2つのパイロット信号を用いることでそれらの適応制御を可能にする。

【0082】

第10実施例

図26は図25の実施例における各周波数特性補償器28A, 28B, 28C

をFIRフィルタで構成する代わりに、図16の実施例と同様にFFT部と係数乗算器とIFFT部の3つの組28A1, 28A2, 28A3; 28B1, 28B2, 28B3; 28C1, 28C2, 28C3を用いて実現した実施例を示す。図16で説明したように、各歪発生器22A, 22B, 22Cの出力信号にFFT部28A1, 28B1, 28C1でフーリエ変換処理により周波数領域に変換し、その周波数領域信号に係数乗算器28A2, 28B2, 28C2で周波数補償特性を乗算した後に、IFFT部28A3, 28B3, 28C3で時間領域信号に逆変換する。デジタルプリディストータ制御部50は、電力増幅器37の出力中の歪成分を所定の隣接チャネル漏洩電力比を達成するように、各歪次数の利得調整器24A, 24B, 24Cと位相調整器23A, 23B, 23Cと周波数特性補償器28A, 28B, 28Cの乗算係数を制御する。パイロット信号を用いた周波数特性補償器28A, 28B, 28Cの係数の設定方法は図25の実施例で説明した設定方法と同一である。

【0083】

前述の図15、16（又は図25、26）に示したデジタルプリディストータ20の構成とデジタルプリディストータ制御部50の構成を、図7、8、10の各実施例における2つのデジタルプリディストータ20₁、20₂とデジタルプリディストータ制御部50に適用してもよい。同様に、図15、16（又は図25、26）に示したデジタルプリディストータ20の構成とデジタルプリディストータ制御部50の構成を図9、11に示したデジタルプリディストータ20及びデジタルプリディストータ制御部50に適用してもよい。

上述の図13、15、16及び17の実施例において、周波数特性補償器としてFIRフィルタを使用する例を示したが、IIR(infinite impulse response)フィルタを使用してもよい。

【0084】

【発明の効果】

以上説明したように、この発明によれば、増幅器37の出力からパイロット信号成分を抽出し、そのパイロット信号成分から抽出した奇数次歪成分のレベルが小さくなるようにデジタルプリディストータのべき級数モデルの奇数次歪を直接的に帰還制御するので、経年変化や温度変化の小さい線形電力増幅器を構成す

ることができる。

また、奇数次歪発生器により発生された奇数次歪に対し、電力増幅器の周波数特性と逆特性の周波数特性で補償することにより、広い帯域に渡って電力増幅器の歪を除去可能となる。

【0085】

本発明による効果は以下である。

- (1) 高い歪補償量を達成できる。
- (2) 簡易な構成が可能である。
- (3) 小型な送信機を提供できる。
- (4) 温度変化又は経年変化に対して歪補償量を最適に維持できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

この発明による線形電力増幅器の原理的構成を示すブロック図。

【図2】

この発明による線形電力増幅器の第1実施例を示すブロック図。

【図3】

図3の各部の信号のスペクトルを模式的に示す図。

【図4】

この発明による線形電力増幅方法を実施する処理手順を示すフロー図。

【図5】

この発明による線形電力増幅器の第2実施例を示すブロック図。

【図6】

図6における各部のスペクトルを模式的に示す図。

【図7】

この発明による線形電力増幅器の第3実施例を示すブロック図。

【図8】

この発明による線形電力増幅器の第4実施例を示すブロック図。

【図9】

この発明による線形電力増幅器の第5実施例を示すブロック図。

【図 10】

図 7 の変形実施例を示すブロック図。

【図 11】

図 9 の変形実施例を示すブロック図。

【図 12】

デジタルプリディストータ用制御部の他の構成例を示すブロック図。

【図 13】

この発明による線形電力増幅器の第 5 実施例の原理的構成を示すブロック図。

【図 14】

第 5 実施例の動作を説明するためのグラフ。

【図 15】

第 5 実施例の具体的構成例を示すブロック図。

【図 16】

この発明の第 6 実施例の構成例を示すブロック図。

【図 17】

この発明の第 7 実施例の構成を示すブロック図。

【図 18】

この発明の第 8 実施例の構成を示すブロック図。

【図 19】

周波数特性補償器の特性を求める処理手順を示すフローチャート。

【図 20】

3 次歪に対する補償歪の生成を説明する周波数チャートであり、A はパイロット信号、B は 3 次の相互変調歪、C は補償歪、D は歪補償状態を示す。

【図 21】

線形補間により求めた周波数特性調整器の周波数特性を示す図であり、A は周波数特性調整器の決定された利得の周波数特性、B は位相の周波数特性を示す。

【図 22】

多項式補間により求めた周波数特性調整器の周波数特性を示す図であり、A は周波数特性調整器の決定された利得周波数特性、B は位相周波数特性を示す。

【図 2 3】

線形補間により求めた周波数特性を示す図であり、Aは周波数特性調整器と利得調整器を含めた利得周波数特性、Bは周波数特性調整器と位相調整器を含めた位相周波数特性を示す。

【図 2 4】

多項式補間により求めた周波数特性を示す図であり、Aは周波数特性調整器と利得調整器を含めた利得周波数特性、Bは周波数特性調整器と位相調整器を含めた位相周波数特性を示す。

【図 2 5】

この発明の第 9 実施例の構成を示すブロック図。

【図 2 6】

この発明の第 1 0 実施例の構成を示すブロック図。

【図 2 7】

効率対1dB利得圧縮点からの出力バックオフの関係を示すグラフ。

【図 2 8】

3 次歪成分に関する振幅偏差と位相偏差の関係を示すグラフ。

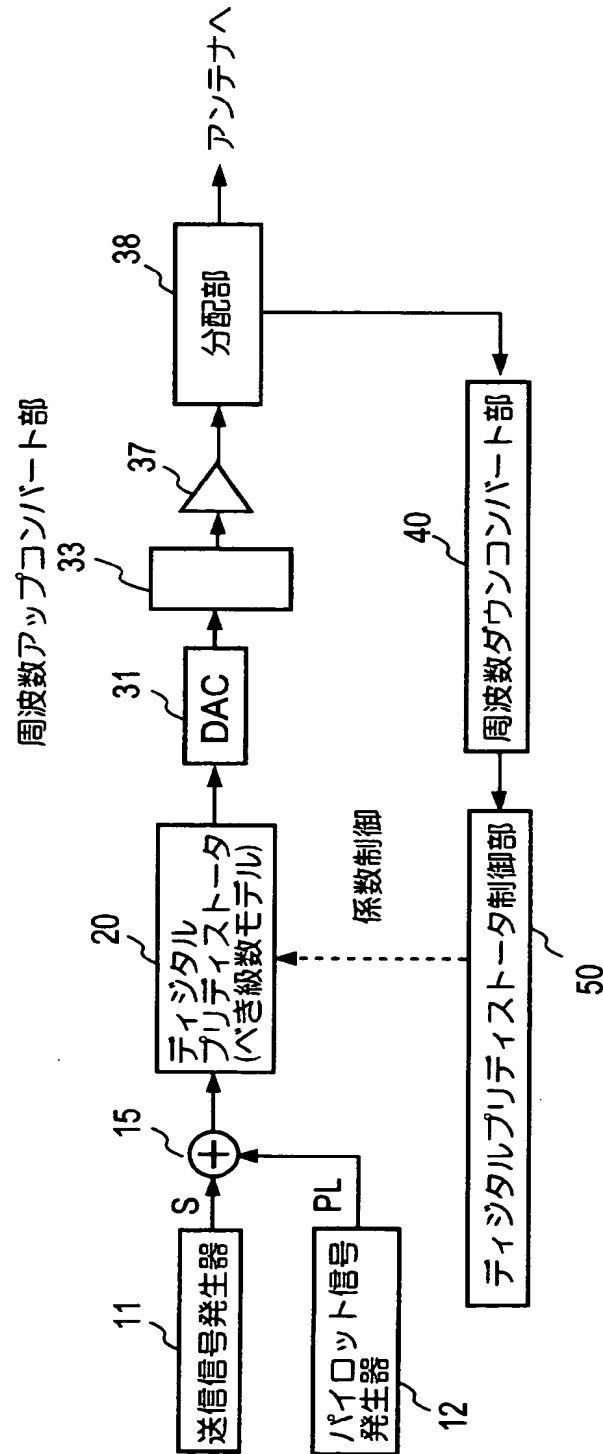
【図 2 9】

電力増幅器の振幅対周波数及び位相對周波数特性の例を示すグラフ。

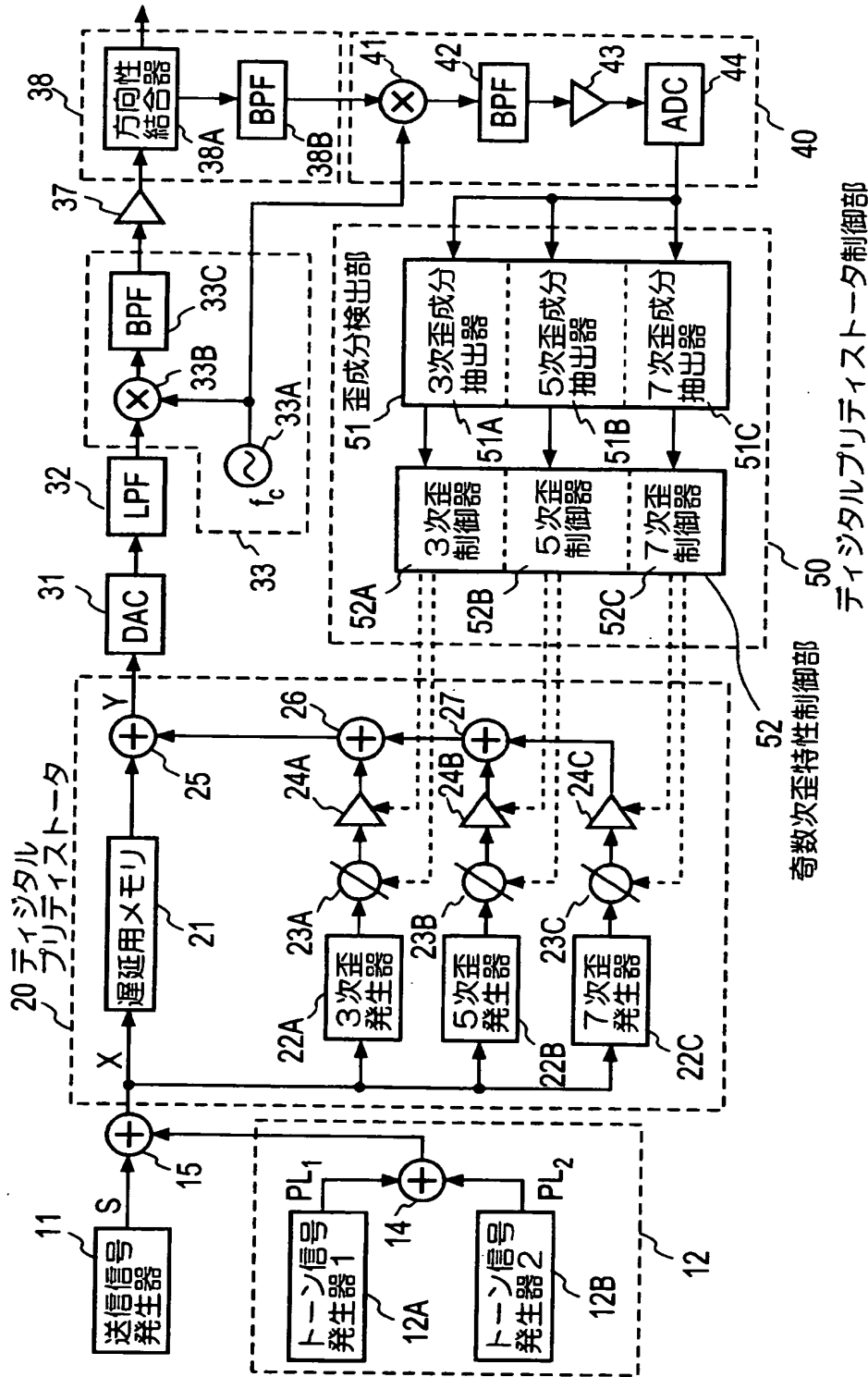
【書類名】

図面

【図 1】



【図 2】



【図 3】

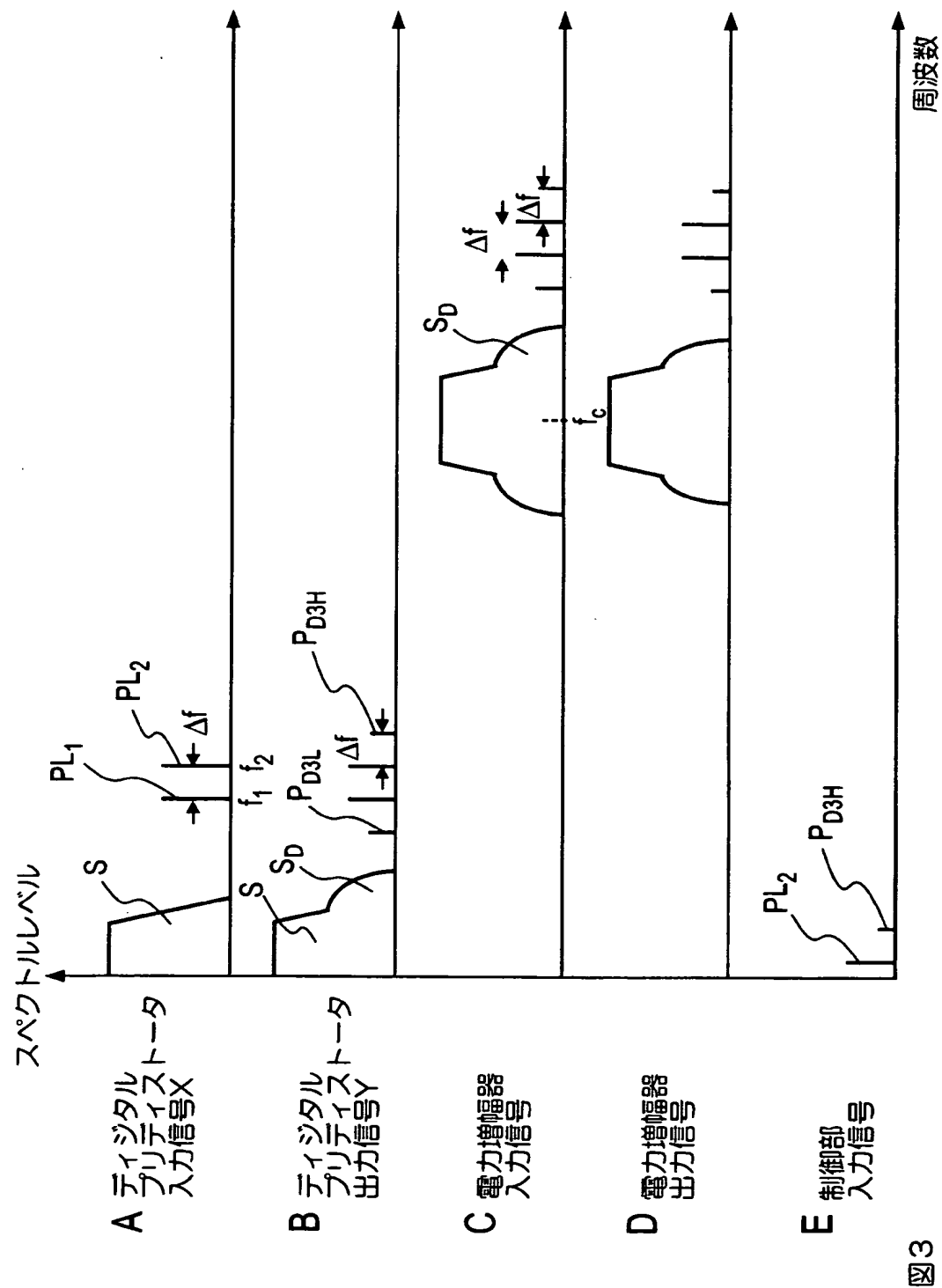


図 3

【図 4】

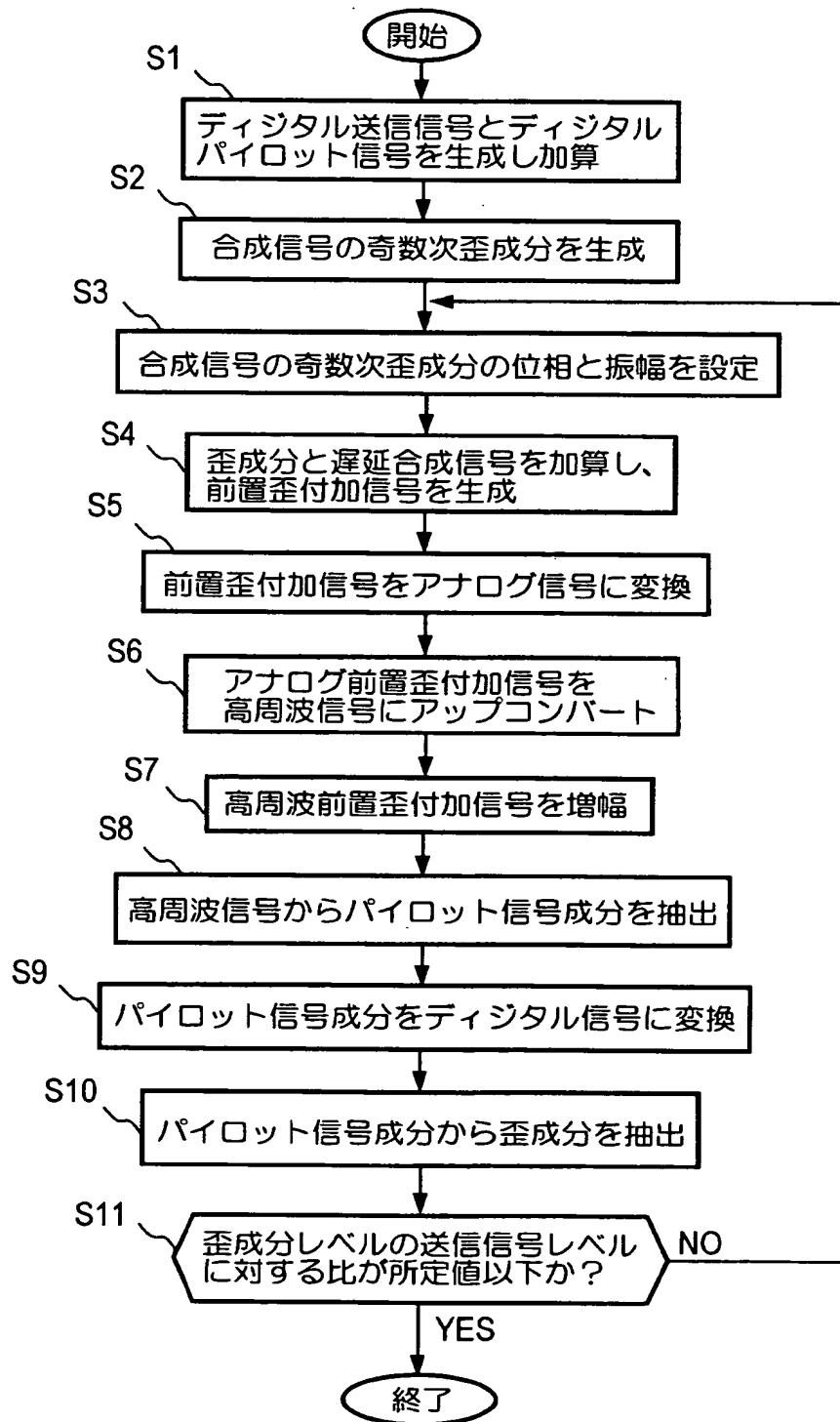


図 4

【図5】

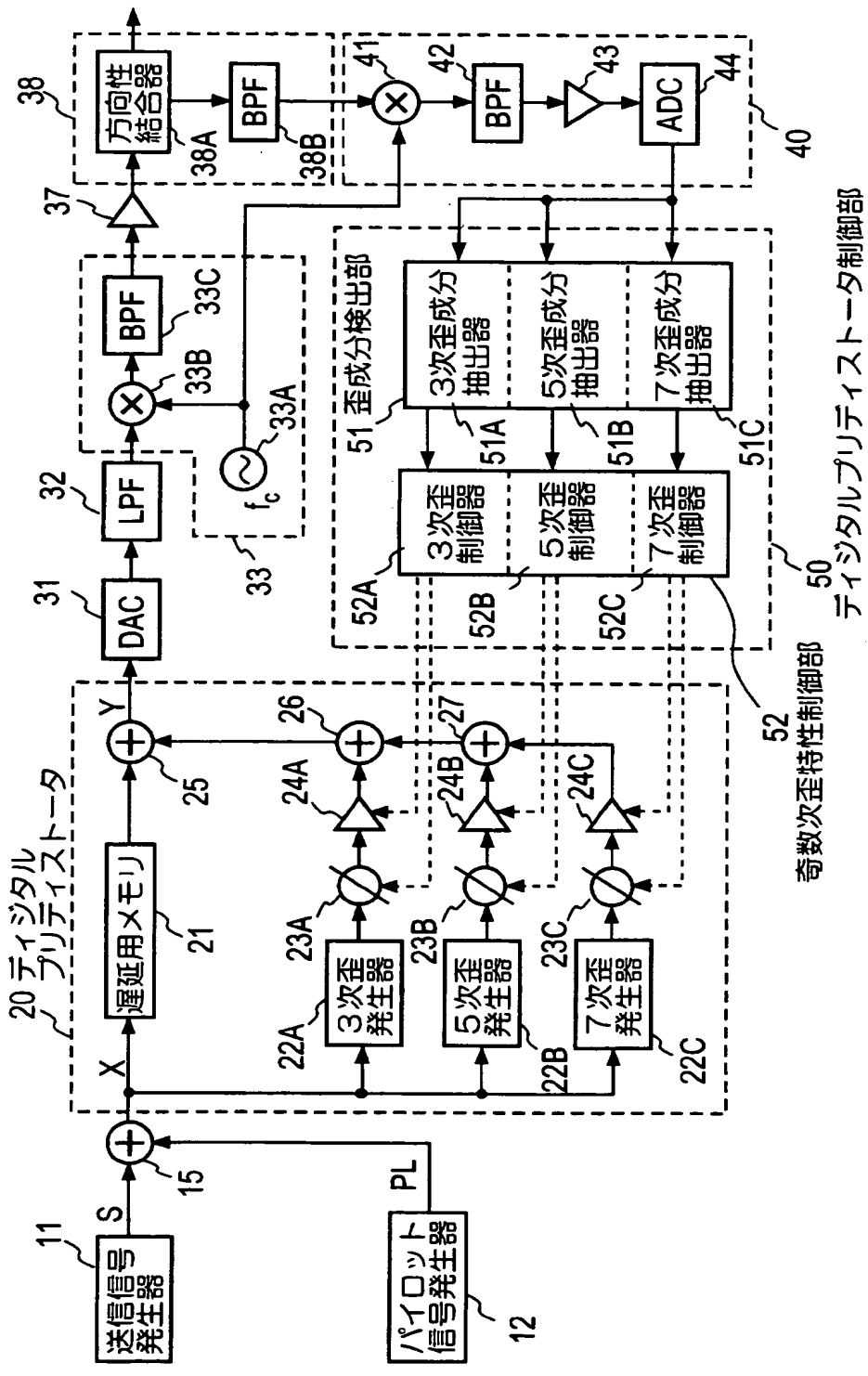


図5

【図 6】

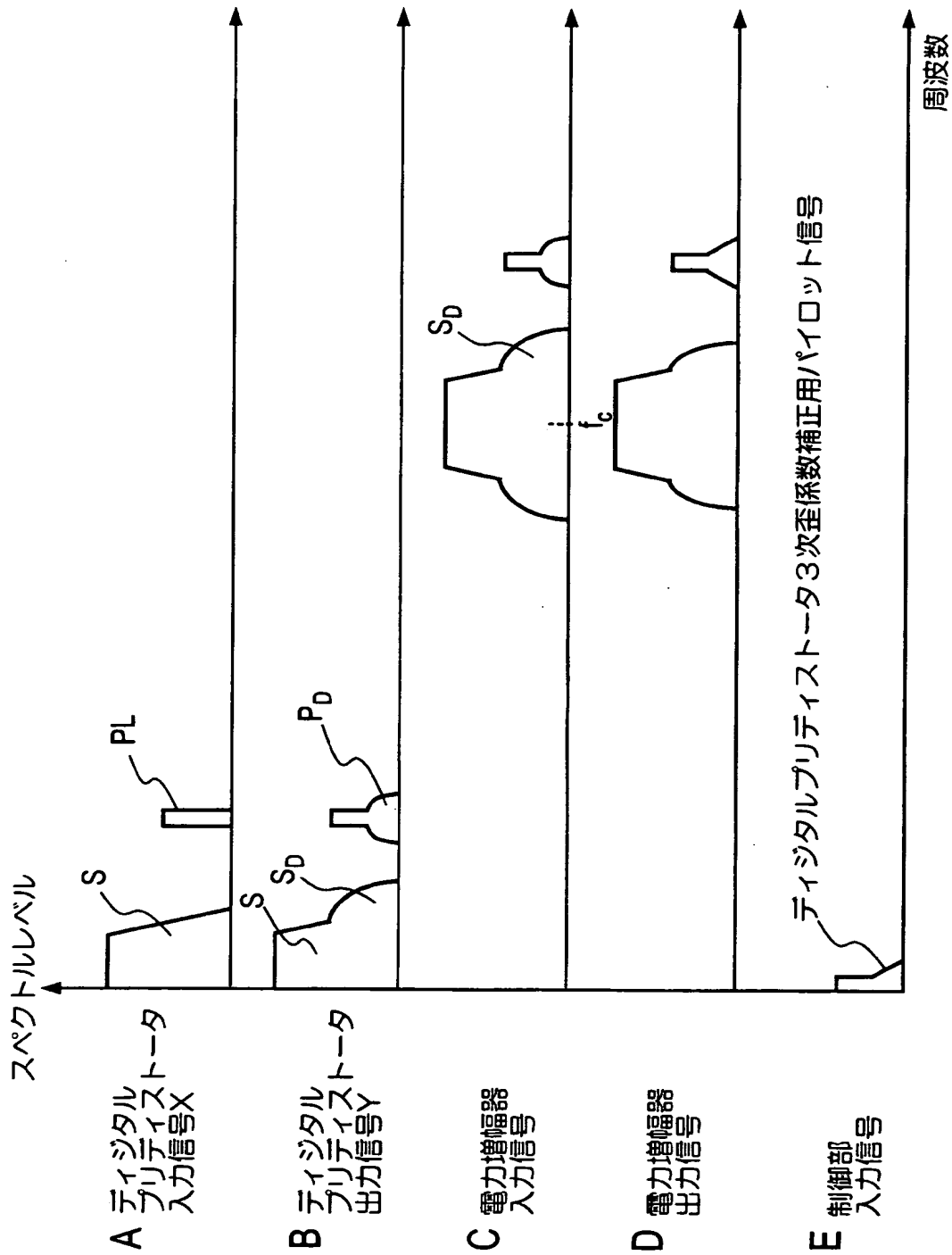
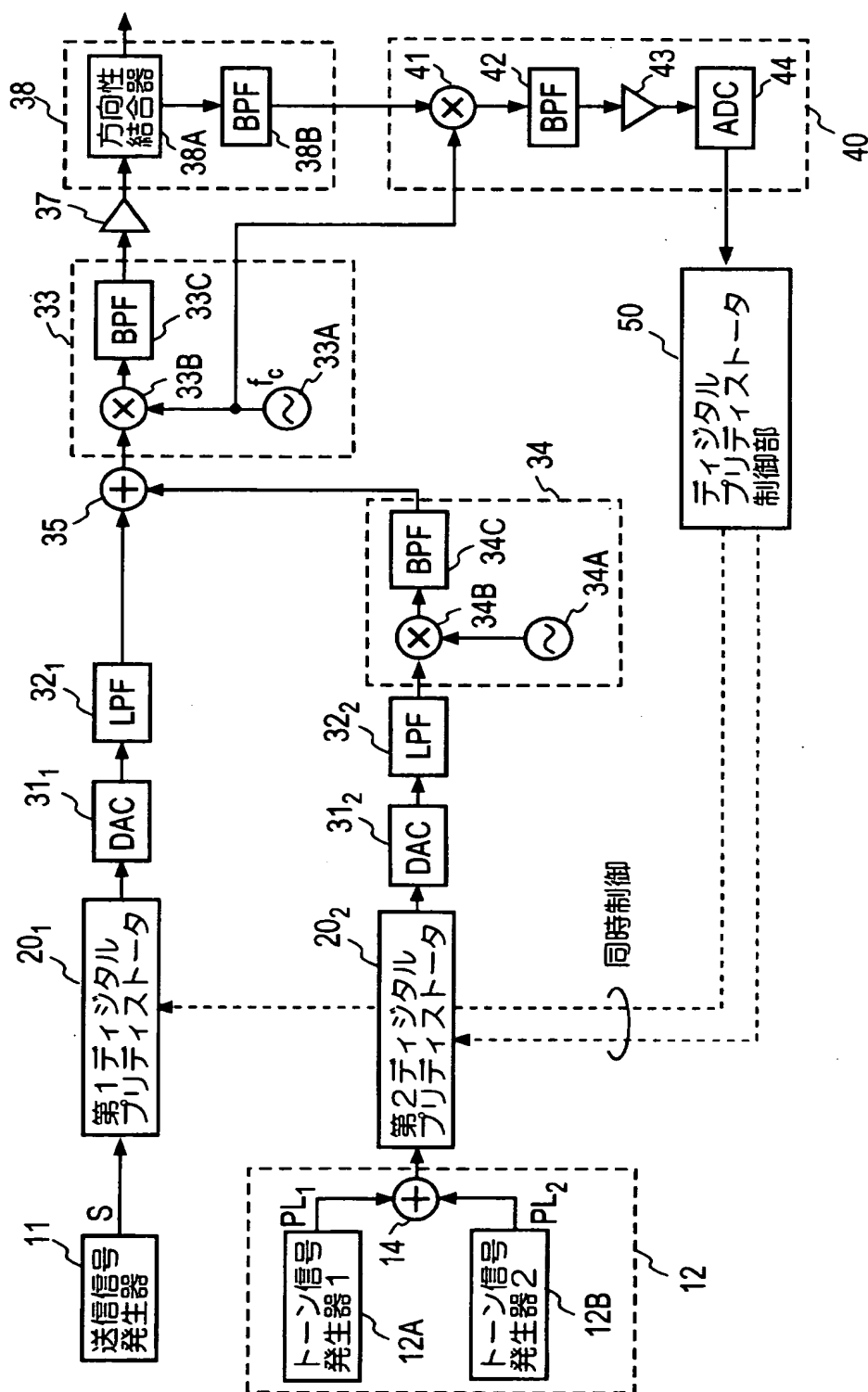
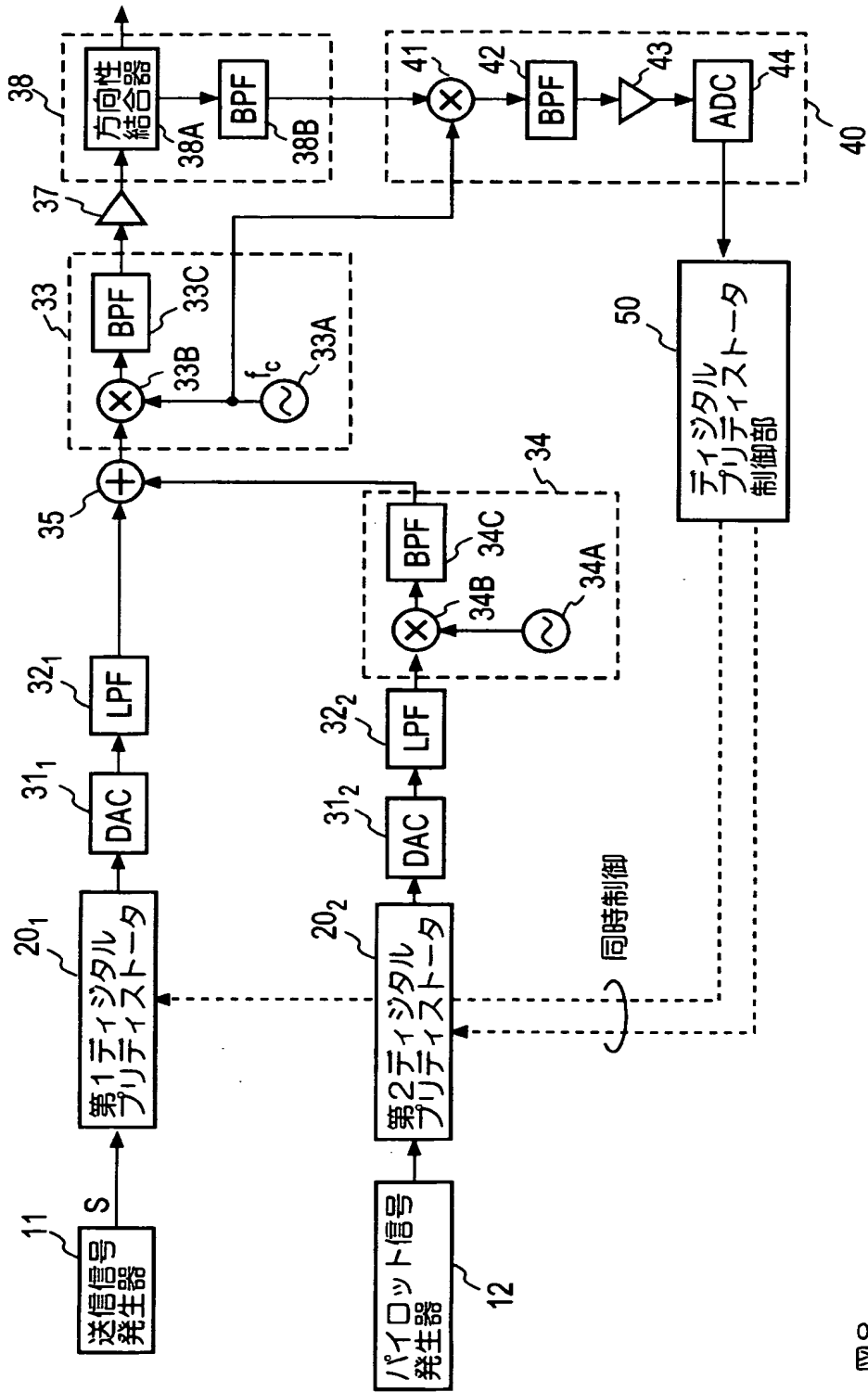


図 6

【図 7】



【図 8】



【図 9】

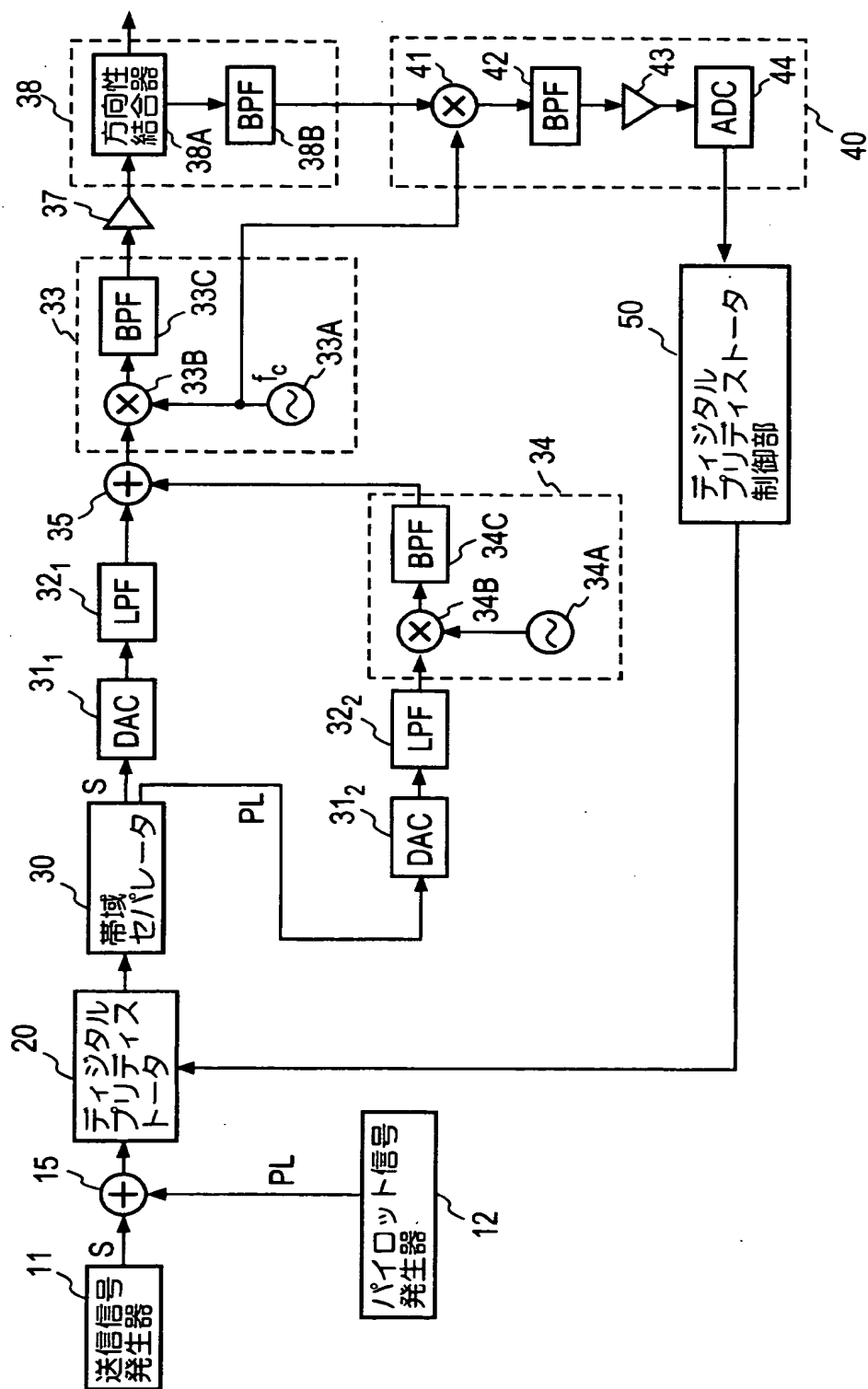


図 9

【図10】

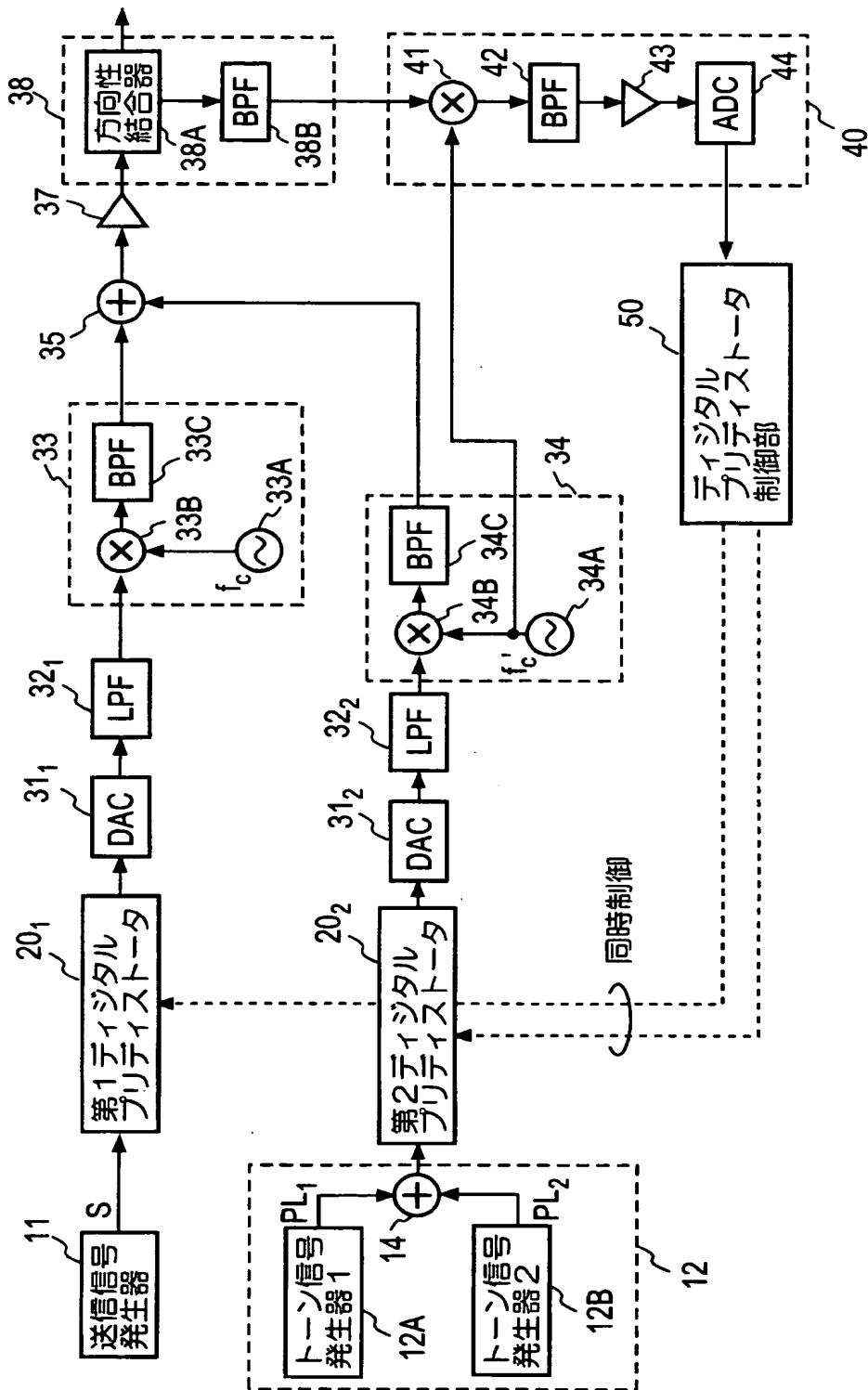


図10

【図 11】

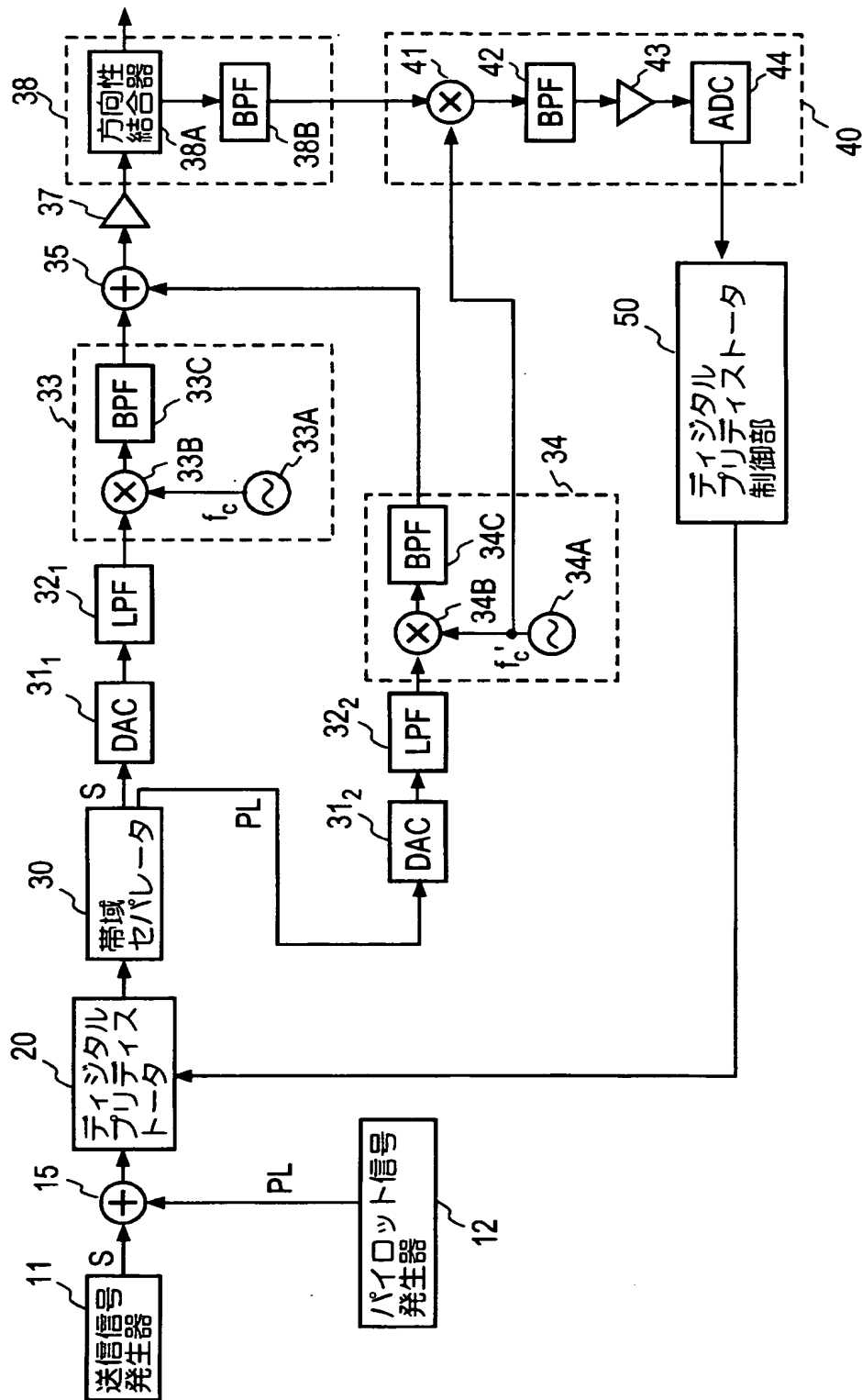


図 11

【図 13】

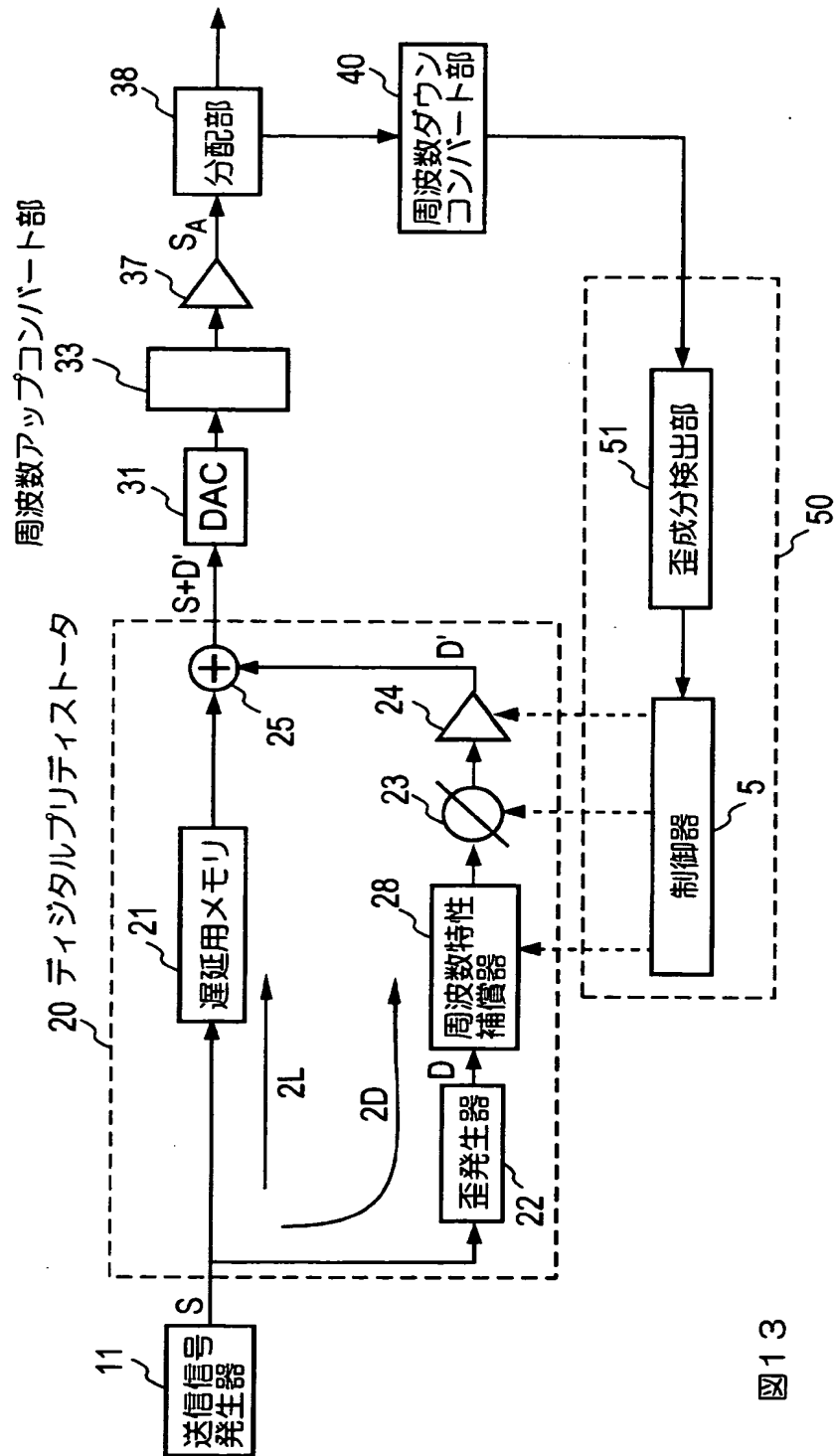


図 13

【図 14】

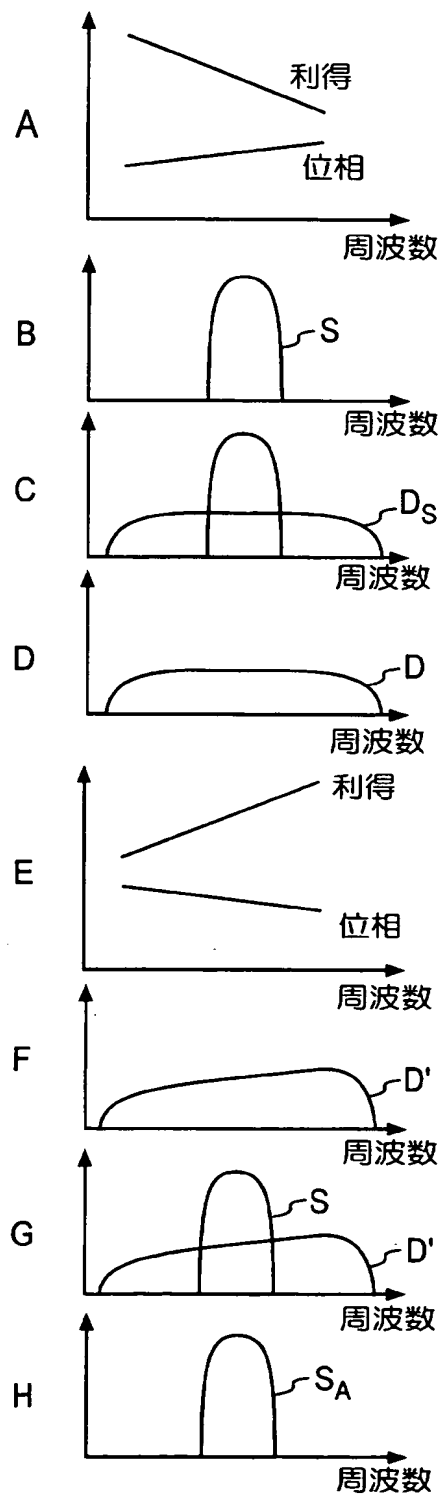


図 14

【図 15】

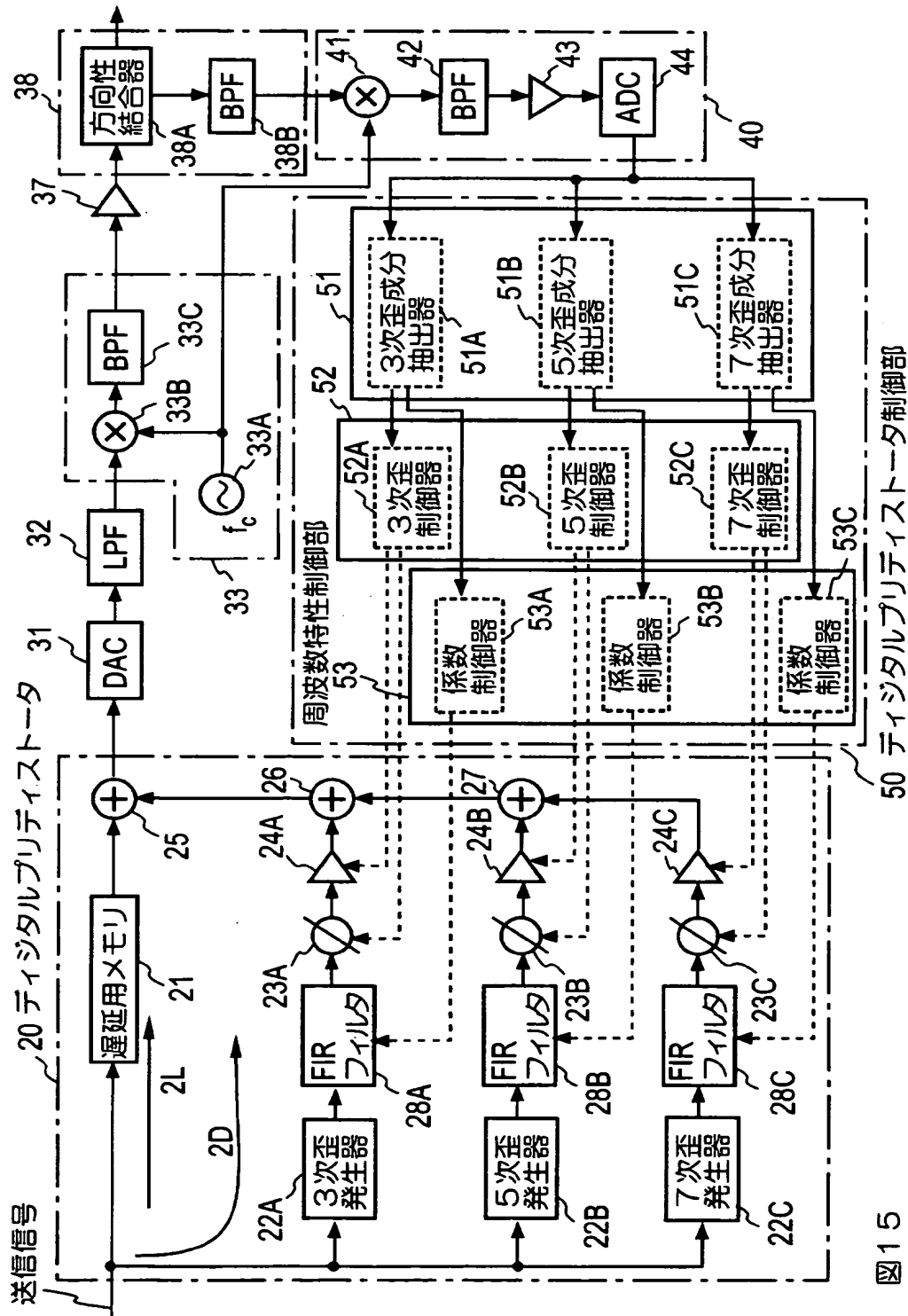


図 15

【図16】

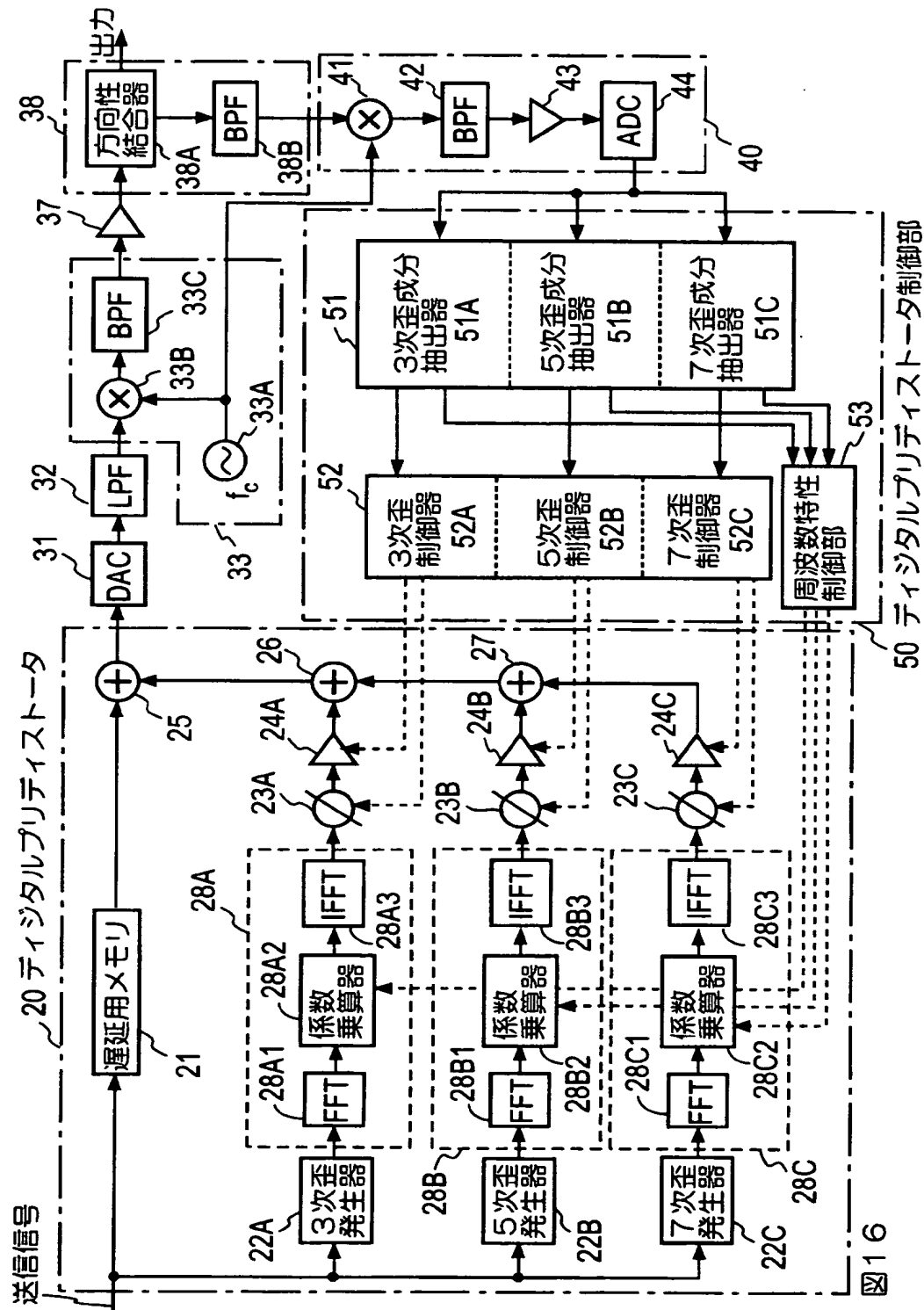


図16

【図17】

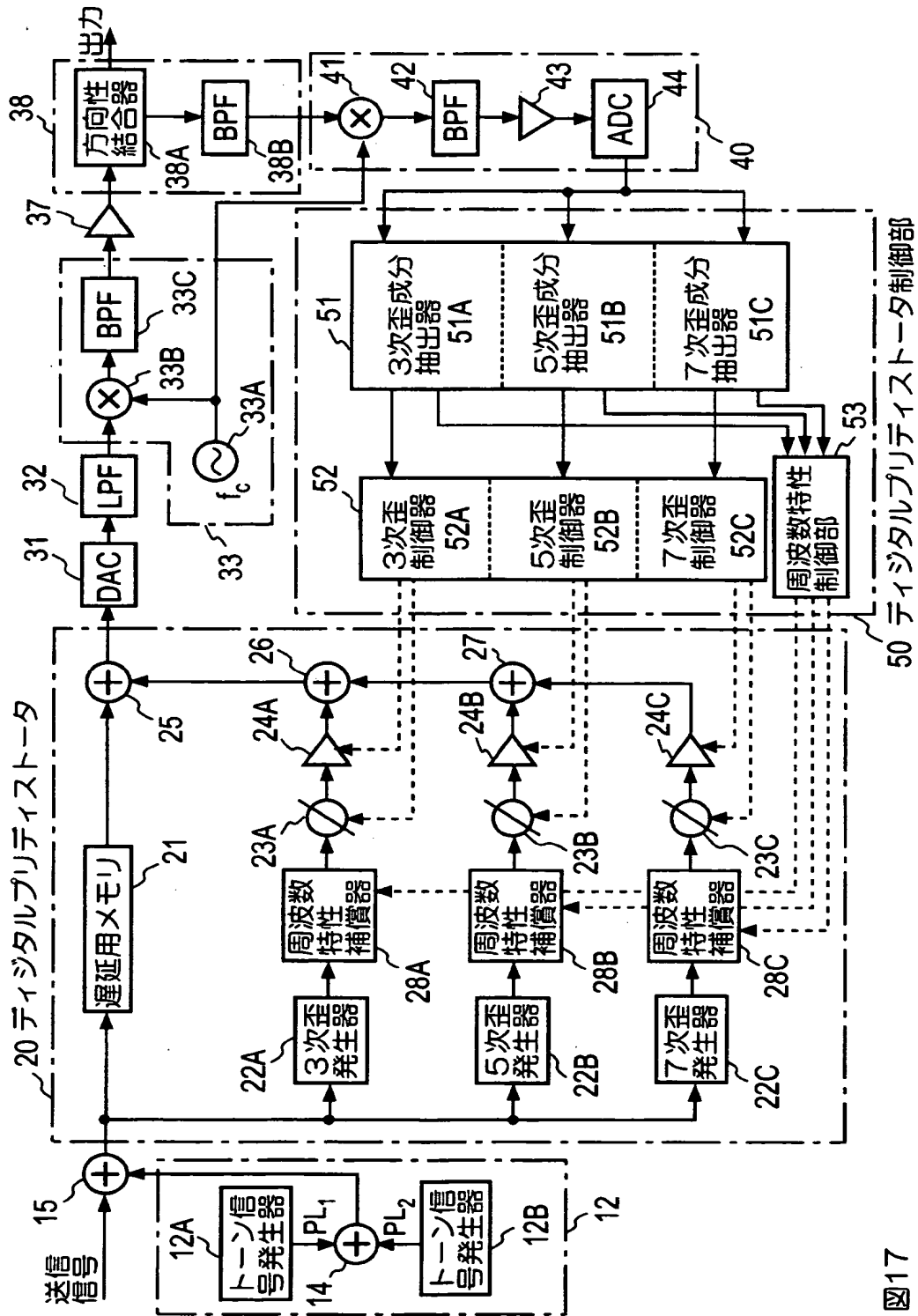


図17

【図 18】

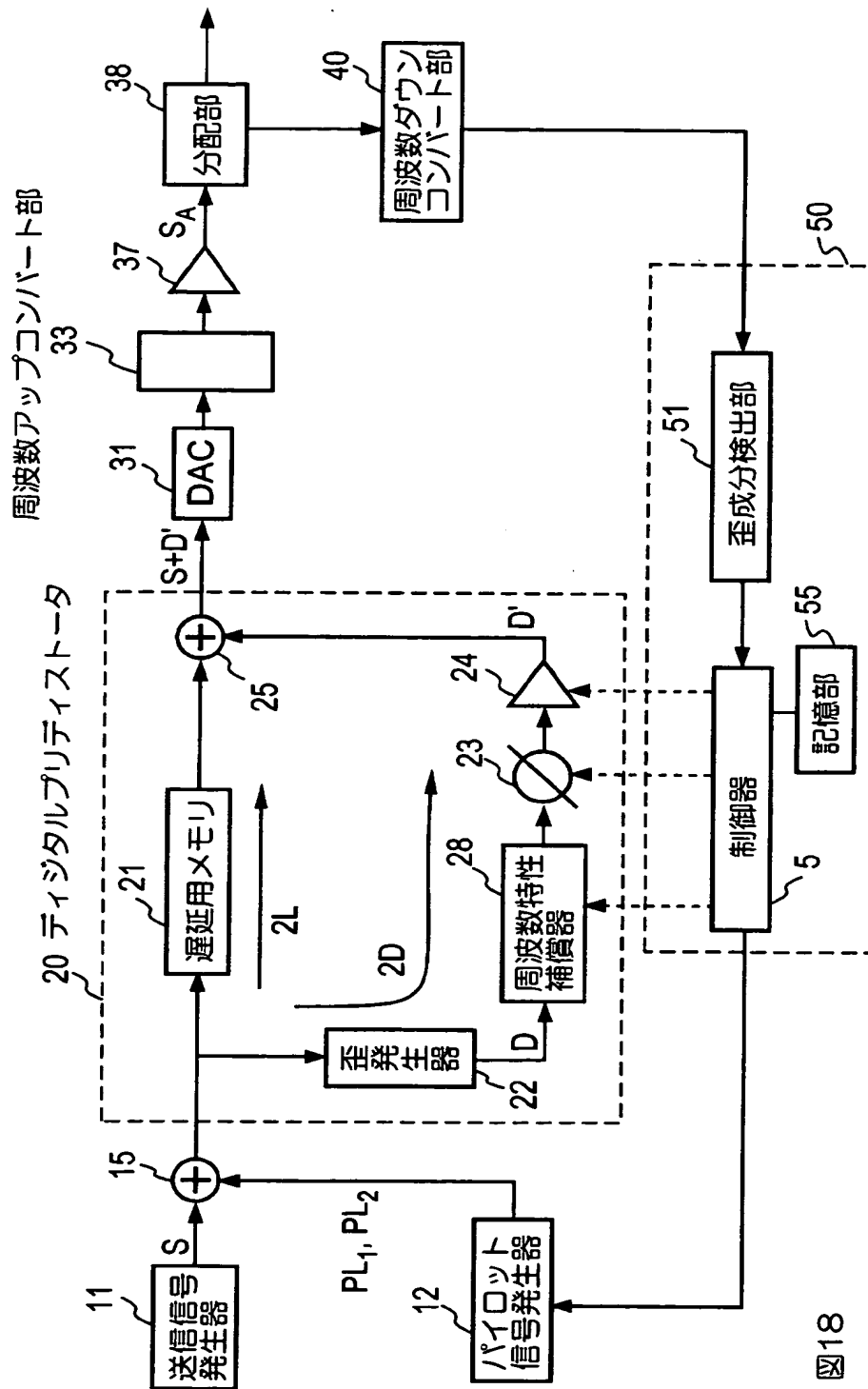


図18

【図19】

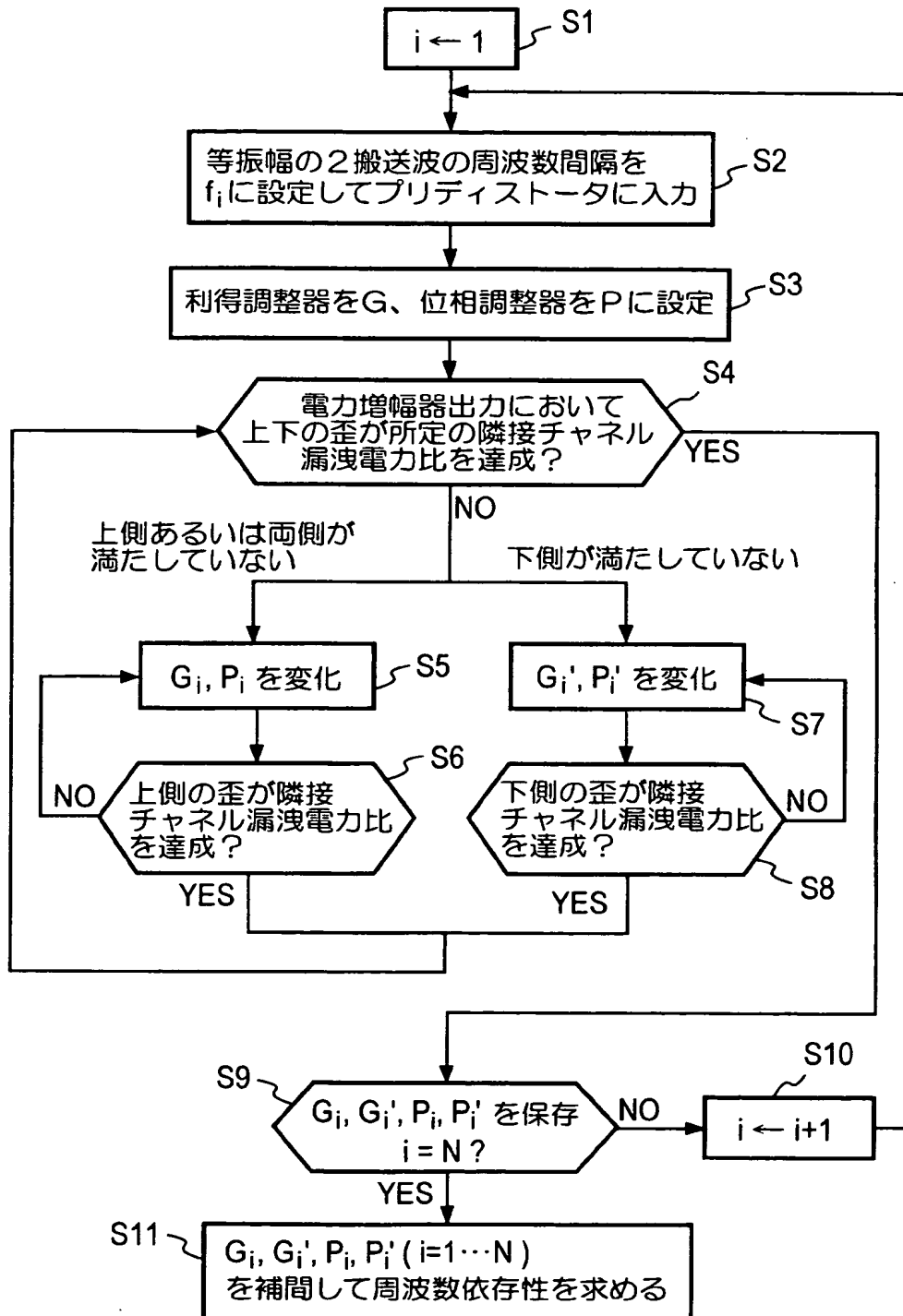


図19

【図 20】

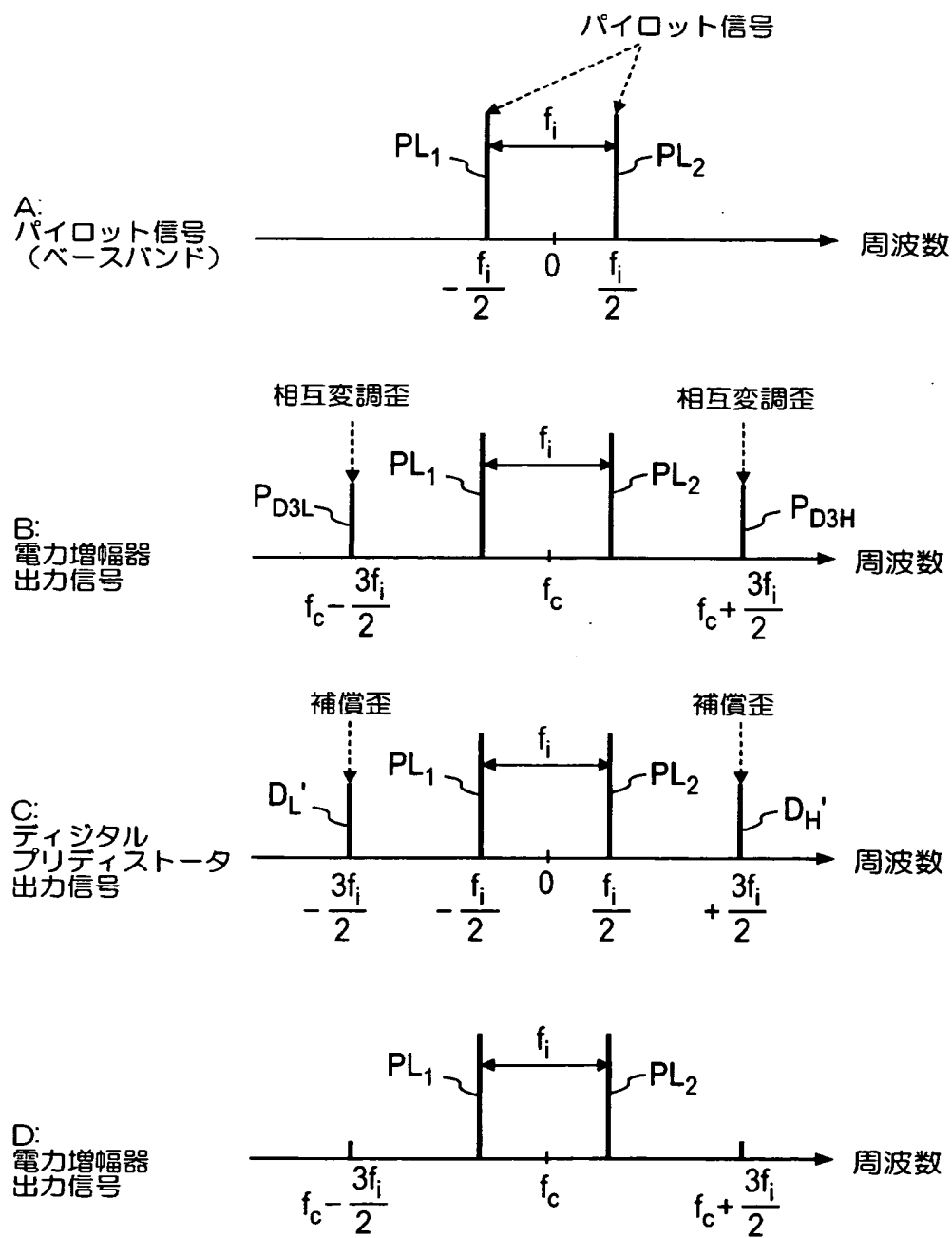
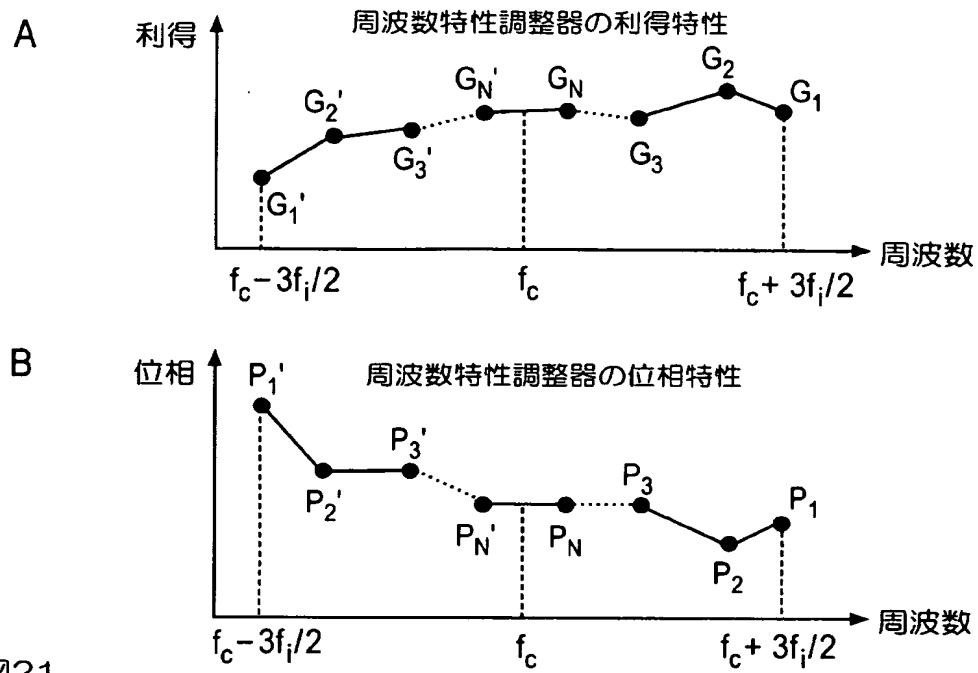
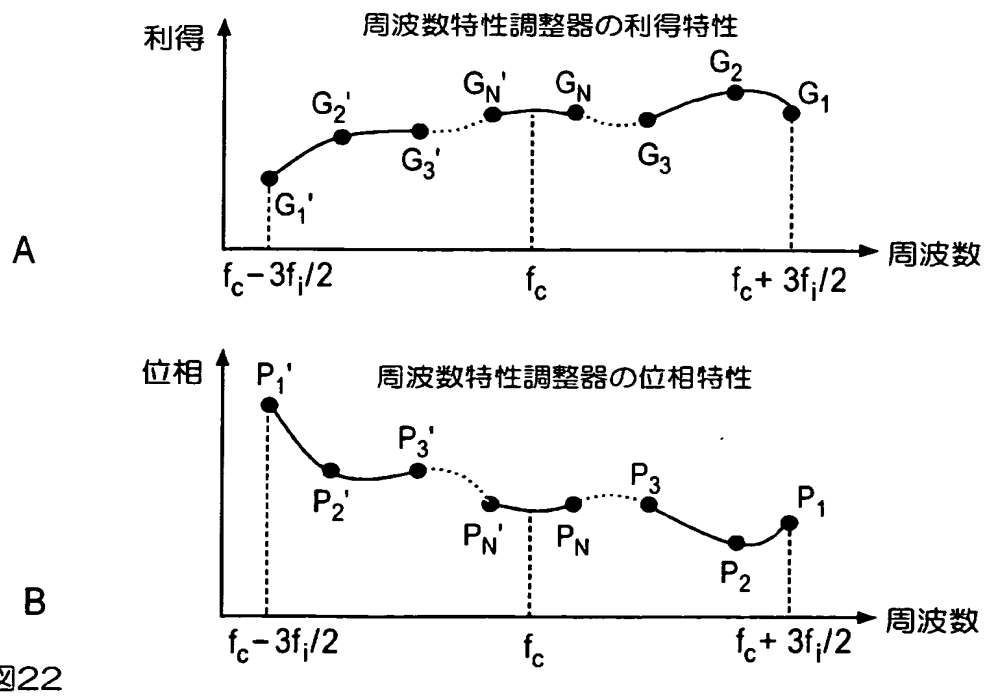


図20

【図 21】



【図 22】



【図 23】

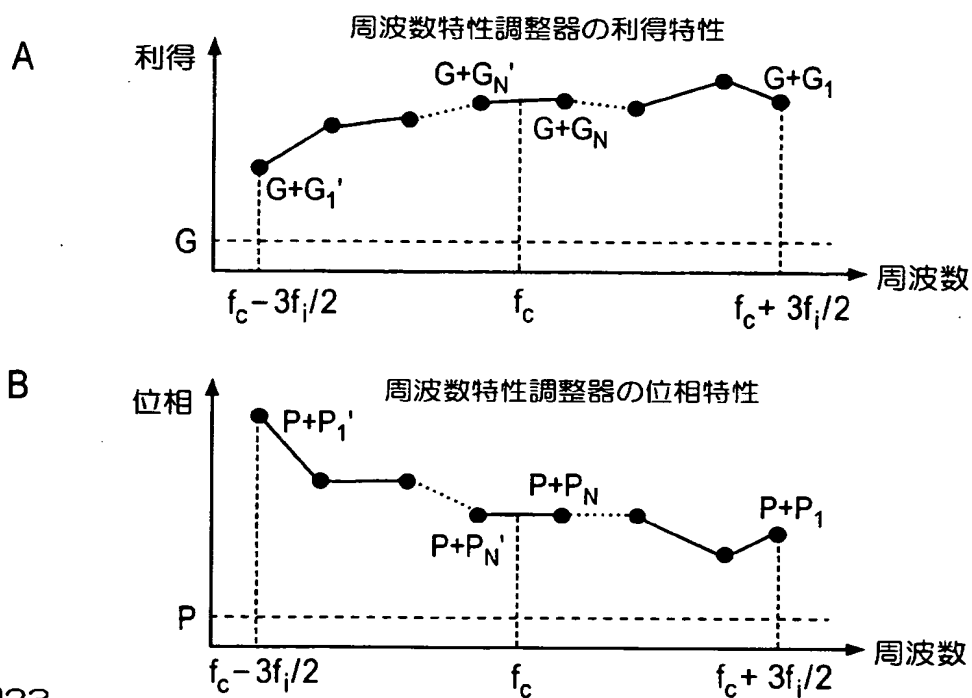


図23

【図 24】

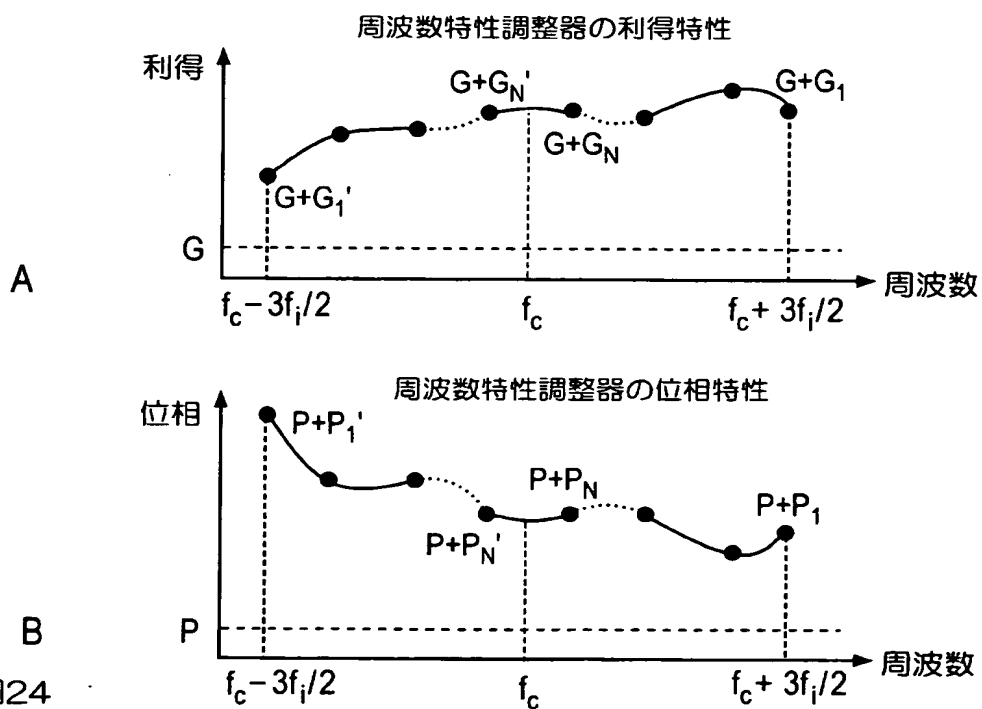


図24

【図 25】

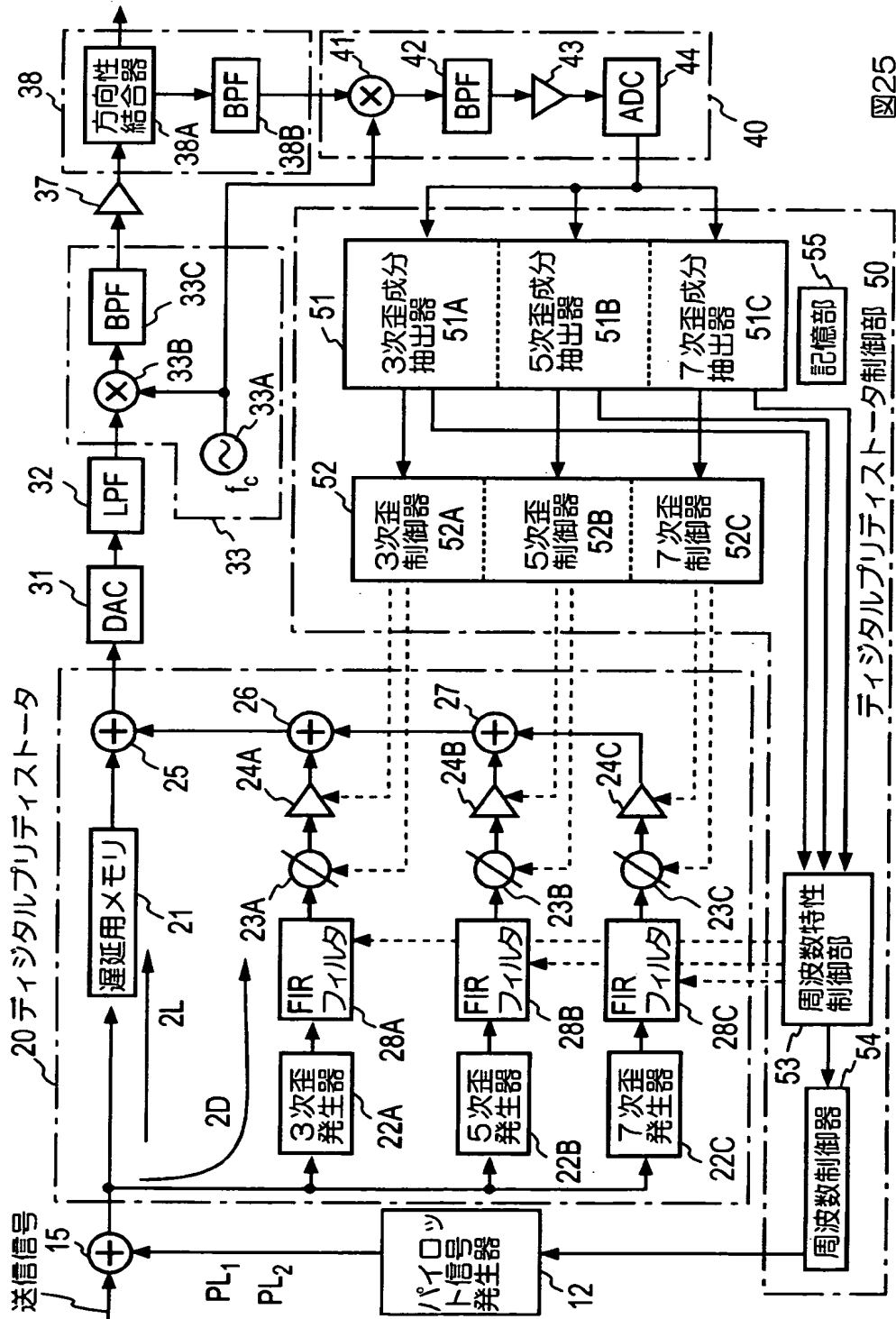


図25

【図 26】

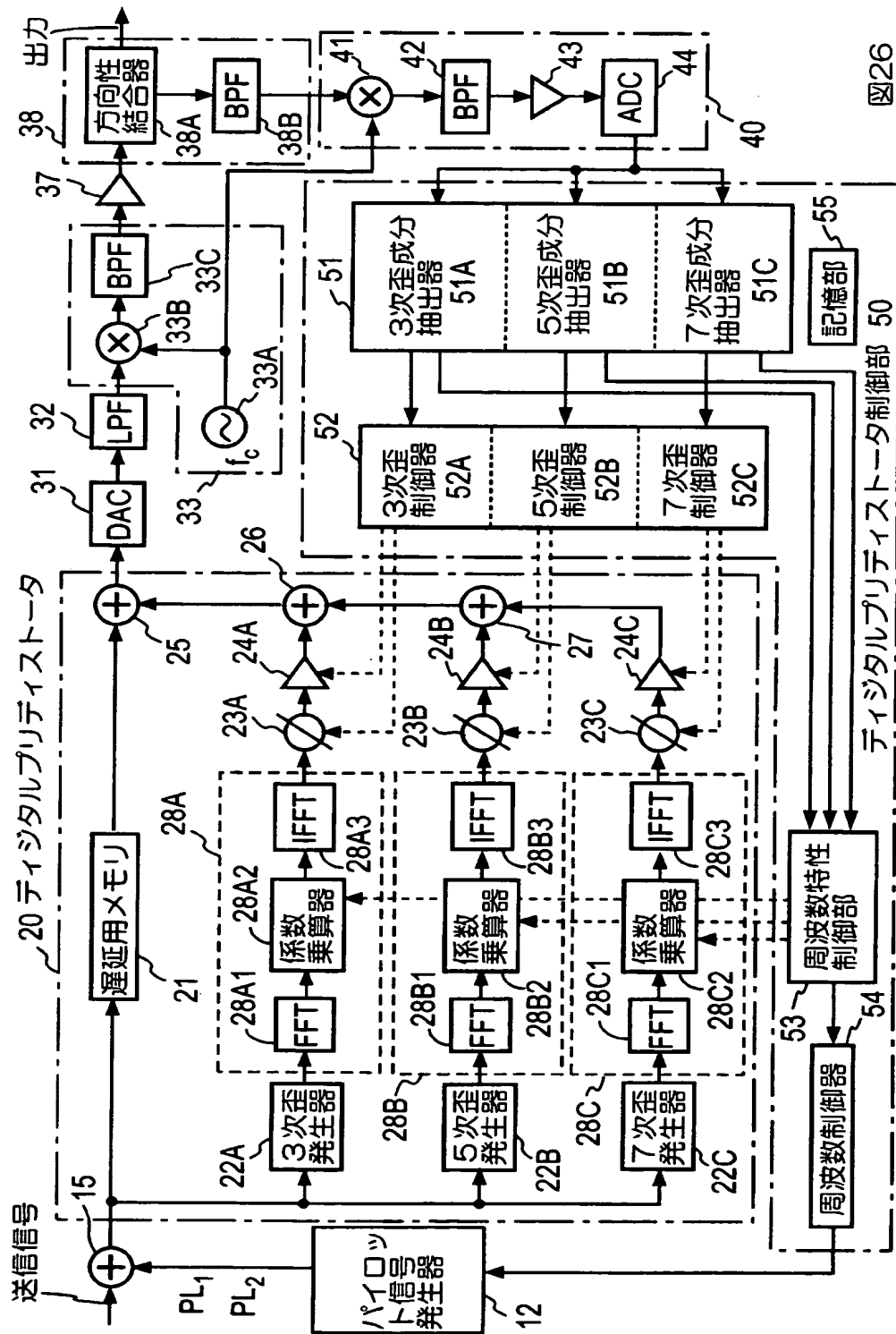


図26

【図 27】

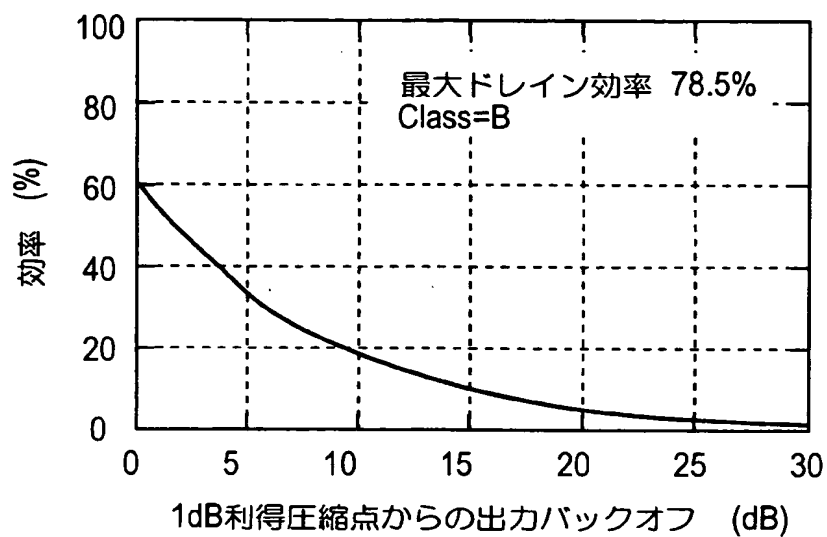


図27

【図 28】

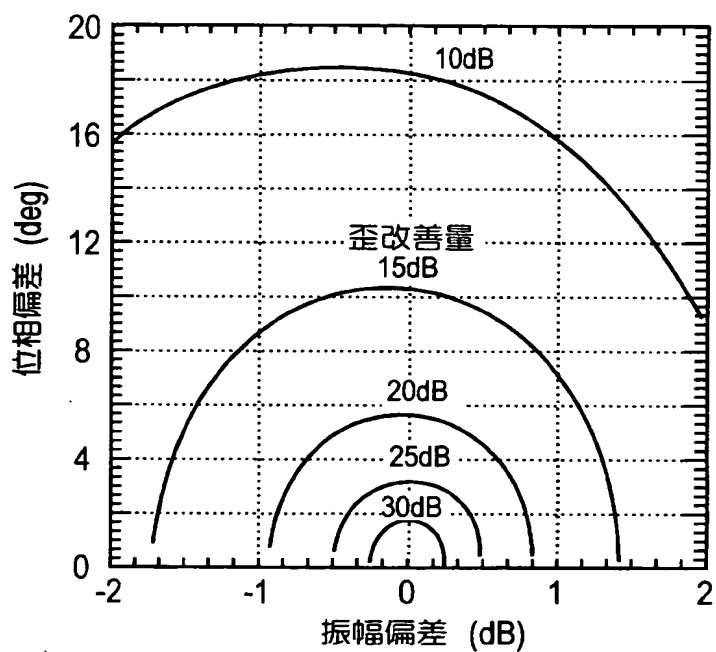


図28

【図 29】

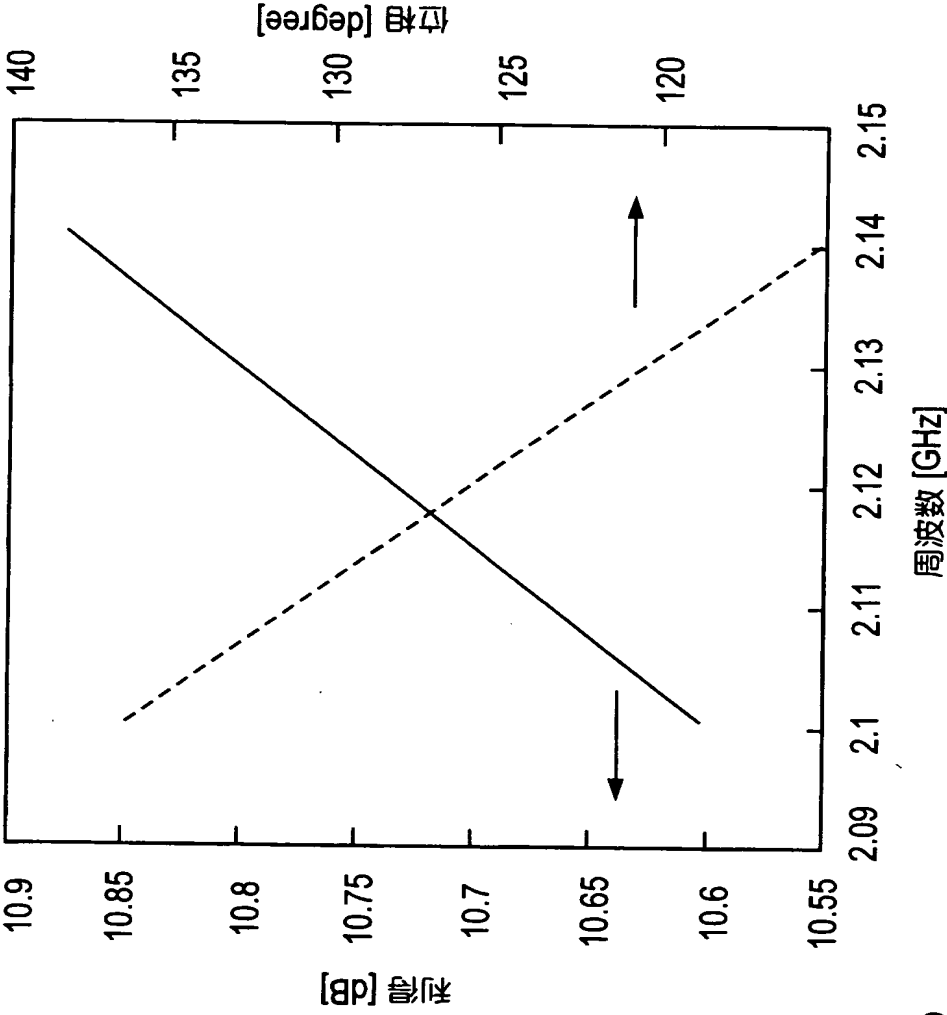


図29

【書類名】 要約書**【要約】**

【課題】 経年変化、温度変化が少なく、かつ高い歪補正を可能にする。

【解決手段】 デジタルパイロット信号とデジタル送信信号の合成信号をデジタルプリディストータ(20)によりべき級数モデルによる奇数次の歪を与えた前置歪付加信号を生成し、デジタル・アナログ変換器(31)でアナログ信号に変換し、周波数変換部(33)により送信周波数帯にアップコンバートし、増幅器(37)で電力増幅して出力する。電力増幅器出力からパイロット信号抽出部(38)によりパイロット信号成分を抽出し、デジタルプリディストータ制御部(50)によりパイロット信号成分からべき級数モデルの奇数次歪成分を抽出し、その歪成分レベルが小さくなるようデジタルプリディストータ(20)での奇数次歪を制御する。

【選択図】 図1



認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-203127
受付番号	50301254883
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0097
作成日	平成 15 年 8 月 1 日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	392026693
【住所又は居所】	東京都千代田区永田町二丁目 11 番 1 号
【氏名又は名称】	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

申請人

【識別番号】	100066153
【住所又は居所】	東京都新宿区新宿四丁目 2 番 21 号 相模ビル
【氏名又は名称】	草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】	100100642
【住所又は居所】	東京都新宿区新宿 4 丁目 2 番 21 号 相模ビル 草野特許事務所
【氏名又は名称】	稲垣 稔

【選任した代理人】

【識別番号】	100114133
【住所又は居所】	東京都新宿区新宿四丁目 2 番 21 号 相模ビル 草野特許事務所
【氏名又は名称】	横田 芳信

特願 2 0 0 3 - 2 0 3 1 2 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[3 9 2 0 2 6 6 9 3]

1. 変更年月日
[変更理由]

2 0 0 0 年 5 月 1 9 日

名称変更

住所変更

住 所
氏 名

東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ